

①9 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

⑫ **Offenlegungsschrift**
⑩ **DE 44 07 369 A 1**

⑥1 Int. Cl.⁸:
G 01 S 13/10
G 01 S 15/10
G 01 S 17/10
G 01 F 23/28

⑳ Aktenzeichen: P 44 07 369.0
㉑ Anmeldetag: 5. 3. 94
㉒ Offenlegungstag: 14. 9. 95

DE 44 07 369 A 1

㉑ Anmelder:
VEGA Grieshaber KG, 77709 Wolfach, DE

㉒ Vertreter:
Westphal, K., Dipl.-Ing.; Mußgnug, B., Dipl.-Phys.
Dr.rer.nat.; Neunert, P., Dipl.-Ing. Dr.-Ing., 78048
Villingen-Schwenningen; Buchner, O., Dr.rer.nat.,
Pat.-Anwälte, 80336 München

㉓ Erfinder:
Grießbaum, Karl, 77796 Mühlenbach, DE;
Fehrenbach, Josef, 77710 Haslach, DE

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

⑤4 Verfahren und Schaltungsanordnung zur Laufzeitmessung sowie deren Verwendung

⑤7 Zur Laufzeitmessung zwischen einem vorgegebenen Zeitpunkt und einem pulsmodulierten Impuls wird zunächst die Laufzeit in etwa vorbestimmt und anschließend ein die exakte Laufzeit berücksichtigender Korrekturwert ermittelt. Hierfür wird der Phasenwinkel des Impulses gemessen und der Korrekturwert aus einem durch den Phasenwinkel bestimmten Bruchteil der Trägerfrequenz mit der der Impuls pulsmoduliert ist, ermittelt. Zur Durchführung der Laufzeitmessung ist vorzugsweise eine Hüllkurvenauswerteeinrichtung zum ungefähren Vorbestimmen der Laufzeit vorgesehen. Ein Quadraturdemodulator erzeugt aus dem Impuls jeweils ein 0°-Ausgangssignal und ein 90°-Ausgangssignal. Eine Auswerteschaltung bestimmt aus dem Maximum der Hüllkurve des Impulses ein Maß für die in etwa vorbestimmte Laufzeit und aus dem 0°-Ausgangssignal und 90°-Ausgangssignal des Quadraturdemodulators den Korrekturwert. Das erfindungsgemäße Verfahren und dessen Schaltungsanordnung ist insbesondere zur Füllstandmessung in Behältern geeignet.
Vorteile: Erhöhung der Meßgenauigkeit von Impuls-Laufzeit-Systemen, keine Meßwert verfälschung durch Störimpulse, hohe Signalempfindlichkeit.

DE 44 07 369 A 1

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

BUNDES-DRUCKEREI 07. 95 508 037/67

18/31

Beschreibung

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Laufzeitmessung gemäß den Merkmalen des Oberbegriffs des Anspruchs 1 sowie eine Schaltungsanordnung zur Durchführung der Laufzeitmessung und deren Verwendung.

Verfahren zur Laufzeitmessung sind allgemein bekannt und werden in großem Umfang zur berührungslosen Entfernungsbestimmung und zur Ortung von Gegenständen eingesetzt. Wesentlich bei diesen Puls-Laufzeit-Verfahren ist das Aussenden eines pulsformig modulierten Signales bestimmter Frequenz und dessen Empfang nach Reflexion an einem Zielobjekt. Als Maß für die zu ermittelnde Distanz wird die Laufzeit ermittelt, die zur Distanzbestimmung lediglich noch mit der entsprechenden Ausbreitungsgeschwindigkeit, die abhängig vom Übertragungsmedium ist, multipliziert werden muß. Je nach Frequenzbereich des modulierten Trägersignales des ausgesendeten Impulses unterscheidet man verschiedene Formen der Impuls-Laufzeit-Messung, wie z. B. Ultraschall-Laufzeitmessung oder Mikrowellen-Laufzeitmessung bzw. Radar-Laufzeitmessung.

Angewendet wird eine derartige Laufzeitmessung beispielsweise zur Bestimmung von Füllständen in Behältern, zur Entfernungsmessung in Kameras, in medizinischen Diagnosegeräten sowie für Positionieraufgaben in der Automatisierungstechnik.

Zur Extrahierung der Laufzeitinformation aus den vorhandenen Sende- und Empfangssignalen gibt es verschiedene Methoden. Das einfachste Verfahren besteht in der Überwachung eines bestimmten Amplitudenschwellwertes. Wird dieser Schwellwert in der Sendephase überschritten, so startet beispielsweise ein Zähler, der nach Überschreitung des Schwellwertes durch das Empfangssignal wieder gestoppt wird und damit ein Maß für die gesuchte Entfernung abgibt. Da jedoch die meisten Systeme mit relativ geringen Signalbandbreiten arbeiten und dadurch der Amplitudenanstieg bzw. -abfall im Sende-/Empfangsimpuls relativ langsam über mehrere Perioden der Trägerschwingung hinweg erfolgt, gleichzeitig aber die Amplitude des Empfangssignals sich je nach Zielentfernung und Wellendämpfung stark ändern kann, ergeben sich durch die Verwendung eines fest vorgegebenen Schwellwertes in der Laufzeitbestimmung oft erhebliche Fehler.

Vorzugsweise werden deshalb Verfahren eingesetzt, die aus den elektrischen Sende- und Empfangsimpulsen die Hüllkurve rückgewinnen und an der ansteigenden oder abfallenden Flanke dieser Hüllkurve bei Überschreiten bzw. Unterschreiten einer Detektionsschwelle die Zeitmessung starten bzw. stoppen. Wird hierbei der Amplitudenwert der Detektionsschwelle in einem festen Verhältnis zum flankenzugehörigen Maximum der Hüllkurve gehalten, so kann das oben beschriebene Problem bei schwankender Empfangsamplitude gelöst werden.

Problematisch bei diesem Verfahren ist jedoch ein verhältnismäßig langsamer Flankenanstieg der Hüllkurve aufgrund der erwünschten geringen Systembandbreite. Durch den langsamen Flankenanstieg bzw. Flankenabstieg der Hüllkurve wirken sich nämlich geringe Störsignale, z. B. in Form von Rauschen, auf der Hüllkurvenflanke sofort als Meßfehler aus, indem sie den Zeitpunkt der Überschreitung der Detektionsschwelle verschieben.

Eine Möglichkeit, um bei gleichbleibend geringer Systembandbreite Signalanteile, die höherfrequent als die Modulationsfrequenz der ausgesendeten und empfangenen Impulse sind, zur exakteren Laufzeitbestimmung heranzuziehen, ist die zusätzliche Ausnutzung der Trägerschwingung, deren Frequenz regelmäßig um ein Mehrfaches höher als die Amplitudenmodulationsfrequenz ist.

Ein solches Impuls-Laufzeit-Meßverfahren, das auch die Merkmale des Oberbegriffs des vorliegenden Patentanspruchs 1 aufweist, ist aus EP 0 324 731 B1 bekannt. Bei dem dort beschriebenen Verfahren zur Laufzeitmessung wird zunächst der Anfang der abfallenden Flanke der Hüllkurve des Impulses erfaßt, um einen Bezugszeitpunkt zu definieren. Als Bezugszeitpunkt dient der nach dem Maximum der Hüllkurve auftretende erste Scheitelwert des pulsformig modulierten Impulses. Durch diesen Bezugszeitpunkt ist die zu ermittelnde Laufzeit zu einem vorgegebenen Zeitpunkt in etwa grob vorbestimmt. Um die Laufzeit exakt zu ermitteln, ist darüber hinaus vorgesehen, das Auftreten des ersten Null-Durchganges nach diesem Bezugszeitpunkt zu erfassen. Zu der zunächst nur in etwa vorbestimmten Laufzeit wird deshalb noch die Zeitspanne zwischen Bezugszeitpunkt und dem Auftreten des Null-Durchganges hinzuaddiert. Wird als vorgegebener Zeitpunkt der erste Null-Durchgang eines Sendeimpulses nach dem ersten Scheitelwert in der abfallenden Flanke der Hüllkurve des Sendeimpulses gewählt, so kann eine exakte Laufzeit- bzw. Entfernungsmessung erfolgen.

Damit stützt sich das in EP 0 324 731 B1 beschriebene Verfahren auf eine Laufzeitmessung, die einen Null-Durchgang der Trägerschwingung des pulsmodulierten Impulses erfaßt, der zuvor in etwa zeitlich eingegrenzt wurde. Durch dieses Verfahren kann die Meßgenauigkeit bei der Laufzeitmessung erhöht werden.

Es hat sich jedoch herausgestellt, daß dieses bekannte Verfahren dann zu fehlerhaften Laufzeitmessungen führt, wenn der auszuwertende Null-Durchgang durch Störsignale, wie z. B. Rauschen oder bei der Entfernungsmessung auftretende Störschwingungen verfälscht wird oder überhaupt nicht mehr zu detektieren ist.

Der vorliegenden Erfindung liegt deshalb die Aufgabe zugrunde, ein Verfahren zur Laufzeitmessung anzugeben, das ebenfalls die Trägerschwingung des pulsmodulierten Impulses ausnutzt, allerdings auch dann eine hohe Meßgenauigkeit liefert, wenn die Null-Durchgänge der Trägerschwingung nicht mehr oder nicht mehr exakt aufgrund von Störsignalen detektierbar sind. Darüber hinaus soll eine Schaltungsanordnung zur Durchführung eines solchen Verfahrens und eine Verwendung für eine solche Laufzeitmessung angegeben werden.

Diese Aufgabe wird für das Verfahren durch die Merkmale des Anspruchs 1 gelöst.

Die Erfindung beruht also im wesentlichen darauf, sowohl die Amplitudeninformation des pulsmodulierten Impulses als auch dessen Phaseninformation auszunutzen. Beim erfindungsgemäßen Verfahren zur Laufzeitmessung zwischen einem vorgegebenen Zeitpunkt und einem mit einem Trägerfrequenzsignal pulsmodulierten Impuls wird, ähnlich wie beim Stand der Technik, zunächst die Laufzeit in etwa vorbestimmt und anschließend ein die exakte Laufzeit berücksichtigender Korrekturwert ermittelt. Im Gegensatz zur bekannten Laufzeitmessung wird jedoch nicht ein einziger Null-Durchgang des Impulses erfaßt, sondern der Phasenwinkel des Impulses gemessen und der Korrekturwert erfindungsgemäß aus einem durch den gemessenen Phasenwinkel bestimmten

Bruchteil der Trägerfrequenz des Trägerfrequenzsignals ermittelt.

Obwohl dieses erfindungsgemäße Verfahren prinzipiell dazu geeignet ist, die Laufzeit eines pulsmodulierten Impulses zu einem vorgegebenen Null-Zeitpunkt zu ermitteln, ist das erfindungsgemäße Verfahren bestens dazu geeignet, die Laufzeit zwischen zwei pulsmodulierten Impulsen, wie diese bei der Entfernungsmessung auftreten, zu ermitteln. Hierfür wird zunächst der mit einem Trägersignal, das die Trägerfrequenz aufweist, pulsmodulierte Sendeimpuls über eine Kopplungseinrichtung, z. B. eine Antenne, an eine Meßstrecke angelegt. Der an einem Zielobjekt reflektierte Sendeimpuls gelangt als Empfangsimpuls in seiner Amplitude aufgrund des Übertragungsweges gedämpft und zeitverzögert an eine Empfangseinrichtung. Zunächst wird auf beliebige Weise die Laufzeit in etwa vorbestimmt, vorteilhafterweise auf $\pm \frac{1}{4} \lambda_T$ der Trägerfrequenz, und anschließend der für die exakte Laufzeit noch zu berücksichtigende Korrekturwert ermittelt. Zur Ermittlung dieses Korrekturwertes werden die Phasenwinkel beider Impulse bestimmt und aus den beiden Phasenwinkeln ein Phasendifferenzwinkel errechnet. Der Korrekturwert wird schließlich aus einem durch den Phasendifferenzwinkel bestimmten Bruchteil der Trägerfrequenz bestimmt.

Die zunächst grobe Vorbestimmung der Laufzeit erfolgt in einer Weiterbildung der Erfindung anhand einer Hüllkurvendetektion des oder der Impulse, wobei zur Hüllkurvendetektion in an sich bekannter Weise der Impuls gleichgerichtet und einer Hüllkurvenauswerteschaltung zugeführt wird.

Darüber hinaus ist es erfindungsgemäß vorgesehen, zur Hüllkurvenauswertung eine Quadraturdemodulation, die auch im Zusammenhang mit der Phasenwinkelermessung eingesetzt werden kann, durchzuführen. Für die Hüllkurvendetektion erfolgt eine digitale Maximumsuche des Impulses, indem der Impuls einer Quadraturdemodulation unterzogen wird, wobei das Maximum durch die Summe der Quadrate der sich bei der Quadraturdemodulation ergebenden 0°-Ausgangssignale und 90°-Ausgangssignale bestimmt ist. Die Errechnung des Maximalwertes erfolgt dann zweckmäßigerweise durch einen Mikrocomputer. Hierfür müssen lediglich in geeigneten Speichern die zuvor digital abgelegten Ausgangssignale der Quadraturdemodulation des Impulses für einen Meßzyklus abgelegt werden. Somit läßt sich durch einfache Quadraturdemodulation der benötigte grobe Abstand zwischen Sende- und Empfangsimpuls ermitteln.

Obwohl der zu ermittelnde Phasenwinkel des auszuwertenden pulsmodulierten Impulses auf beliebige Art und Weise bestimmt werden kann, hat es sich als zweckmäßig erwiesen, den Phasenwinkel eines Impulses über die gesamte Impulslänge hinweg zu messen und auszumitteln. Hierdurch kann die Meßgenauigkeit weiter erhöht werden.

Zur Bestimmung des Phasenwinkels ist in einer Weiterbildung der Erfindung eine Quadraturdemodulation des auszuwertenden Impulses mit anschließender Tiefpaßfilterung vorgesehen, wobei für die Quadraturdemodulation Referenzträgersignale gewählt werden, die genau die Trägerfrequenz der modulierten Impulse aufweisen. Der gesuchte Phasenwinkel bestimmt sich bei dieser Quadraturdemodulation aus einer Arcustangens-Bildung des Quotienten der bei der Quadraturdemodulation und Tiefpaßfilterung entstehenden 0°-Ausgangssignale und 90°-Ausgangssignale. Durch die Tiefpaßfilterung werden die bei der Quadraturdemodulation entstehenden hohen Frequenzanteile unterdrückt, so daß für die Dauer der Impulse ausgangsseitig eine Gleichspannung zur Verfügung steht, deren Amplitude nur noch von der Phasenverschiebung zwischen der Trägerschwingung des Impulses und dem Referenzträgersignal der Quadraturdemodulation abhängt.

Gemäß der Erfindung sind die Frequenzen des Referenzträgersignales der Quadraturdemodulation und des Trägersignales des Impulses gleich. Hierfür kann beispielsweise eine gemeinsame Oszillatoreinrichtung vorgesehen werden, aus deren Ausgangssignal sowohl das Trägersignal des oder der Impulse als auch die Referenzträgersignale für die Quadraturdemodulation abgeleitet werden. Dadurch wird gewährleistet, daß die Frequenz des Trägersignales der Impulse und die Frequenz der beiden zur Mischung bei der Quadraturdemodulation benutzten Referenzträgersignale genau gleich sind. Durch die Verwendung einer gemeinsamen Oszillatoreinrichtung wird darüber hinaus erreicht, daß die Phasenlage der beiden Referenzträgersignale der Quadraturdemodulation in bezug zu einem Null-Punkt für alle Meßzyklen gleich bleibt.

Eine Erhöhung der Signalempfindlichkeit der Laufzeitmessung ergibt sich erfindungsgemäß, indem die 0°-Ausgangssignale ebenso wie die 90°-Ausgangssignale mehrerer aufeinanderfolgender Meßzyklen gemittelt werden. Durch diese Scharmittlung bzw. Integration der beiden Ausgangssignale jeweils getrennt für sich bleibt sowohl die Phasen- als auch die Amplitudeninformation des auszuwertenden Echosignals erhalten. Eine anschließende Hüllkurvenbildung nach der Beziehung

$$\sqrt{I^2 + Q^2}$$

über den gesamten Meßzyklus hinweg, wobei Q das 0°-Ausgangssignal und I das 90°-Ausgangssignal der Quadraturdemodulation bezeichnet, führt zu dem bekannten Hüllkurven-Echosignal, das aber gegenüber einem durch übliche Hüllkurvenbildung, wie z. B. Zweiweggleichrichtung, gewonnenen Echosignal einen höheren Signal-Rausch-Abstand aufweist, so daß Echos mit sehr kleiner Amplitude leichter zu detektieren sind. Verglichen mit einer Scharmittlung bzw. Integration der z. B. durch Zweiweggleichrichtung gewonnenen Hüllkurve, die auch eine Erhöhung des Signal-Rausch-Abstandes bewirkt, ist der Gewinn an Signalempfindlichkeit durch die Scharmittlung von 0°-Ausgangssignal und 90°-Ausgangssignal getrennt sowie abschließender Hüllkurvenbestimmung nach der erwähnten Beziehung bei gleicher Anzahl von gemittelten Meßzyklen deutlich höher, weil durch das erfindungsgemäße Verfahren auch die Phaseninformation des auszuwertenden Echosignals mittels Quadraturdemodulation für die Mittelwertbildung erhalten bleibt.

Das erfindungsgemäße Verfahren zur Laufzeitmessung läßt sich in vorteilhafter Weise zur Entfernungsmessung und insbesondere zur Füllstandmessung in Behältern einsetzen, wobei ein pulsmodulierter Sendeimpuls in einen Innenraum eines Behälters gesendet und nach Reflexion an einem Zielobjekt als Empfangsimpuls bzw.

Echoimpuls in einer Empfangseinrichtung empfangen wird. Die nach dem erfindungsgemäßen Verfahren exakt ermittelte Laufzeit zwischen Sendeimpuls und Empfangsimpuls wird zur Entfernungsbestimmung mit einer vorgegebenen Ausbreitungsgeschwindigkeit, die vom Übertragungsmedium abhängig ist, multipliziert. Durch das exakte Erfassen der Laufzeit zwischen beiden Impulsen ist eine exakte Entfernungsmessung möglich.

Schließlich läßt sich das erfindungsgemäße Verfahren in vorteilhafter Weise auch zur Entfernungsmessung einsetzen, bei welchem Störschos auftreten. So wird erfindungsgemäß ein Störschosignal mit Amplituden-, Entfernungs- und Phasenwerten abgespeichert und aus einem empfangenen Echoimpuls dessen Hüllkurve und Phasenwinkel detektiert. Der eigentliche Nutzechoimpuls kann durch Vergleich des vorbekannten Störschosignals und des empfangenen Echoimpulses in einfacher Weise rekonstruiert werden.

Damit läßt sich das erfindungsgemäße Verfahren zur Laufzeitmessung in vorteilhafter Weise bei Impuls-Laufzeit-Systemen nutzen, deren Anwendungsgebiete die Existenz von Störschos wahrscheinlich erscheinen lassen. Dies trifft in besonderem Maße für die Füllstandmessung in Behältern zu, wo neben dem von der Füllgutoberfläche stammenden Nutzecho noch zahlreiche weitere Reflexionen auftreten können, die beispielsweise durch im Behälterinneren angeordneten Verstrebungen oder andere Einbauten bedingt sind. Um eine klare Unterscheidung zwischen Nutz- und Störschosimpuls treffen zu können, werden deshalb die bei leerem Behälter vorhandenen Störschos registriert und diese mit Amplituden- und Entfernungswerten abgespeichert. Ein Vergleich zwischen einem beliebigen empfangenen Echoprofil bei gefülltem Behälter und der gespeicherten Störschosinformation erlaubt dann die Identifizierung der Störer und leichtere Auffindung des Nutzechoimpulses.

Da gemäß der Erfindung sowohl die Amplituden- als auch Phaseninformation des empfangenen Echoimpulses bestimmt wird und voraussetzungsgemäß die Amplituden- und Phaseninformation des Störschos bekannt ist, kann aus dem empfangenen Echosignal ohne weiteres auf Amplitude und Phasenwinkel des Nutzechoimpulses rückgeschlossen werden, auch wenn sich Stör- und Nutzecho teilweise gegenseitig überlagern.

Eine erfindungsgemäße Schaltungsanordnung zur Durchführung des Verfahrens zur Laufzeitmessung ist Gegenstand des Anspruchs 12.

Weiterbildungen dieser Schaltungsanordnung sind in den Unteransprüchen 13 bis 18 angegeben.

Die erfindungsgemäße Schaltungsanordnung weist folglich eine Sende- und Empfangseinrichtung zum Aus-senden und Empfangen von mit einer gleichen Trägerfrequenz pulsmodulierten Impulsen sowie eine Hüllkurvenauswerteeinrichtung zum Bestimmen der Hüllkurven der Impulse auf. Darüber hinaus ist ein Quadraturdemodulator vorgesehen, um aus den Impulsen jeweils ein 0°-Ausgangssignal oder 90°-Ausgangssignal zu erzeugen, wobei der Quadraturdemodulator mit der Trägerfrequenz der pulsmodulierten Impulse betreibbar ist. Eine Auswerteschaltung bildet zunächst aus den Maxima der Hüllkurven beider Impulse ein Maß für die in etwa vorbestimmte Laufzeit zwischen beiden Impulsen und erzeugt aus den 0°-Ausgangssignalen und 90°-Ausgangssignalen den für die Laufzeit zu berücksichtigenden Korrekturwert.

Die Auswerteschaltung verfügt zur Entfernungsbestimmung zwischen beiden Impulsen über eine Einrichtung, um aus der ermittelten Laufzeit unter Berücksichtigung einer vorgegebenen Ausbreitungsgeschwindigkeit der Impulse die Entfernung zum Zielobjekt zu errechnen.

Die Erfindung und deren Vorteile wird im folgenden im Zusammenhang mit drei Figuren näher erläutert. Es zeigen:

Fig. 1 ein Zeitdiagramm eines pulsmodulierten Impulses einer Laufzeitmeßeinrichtung zur Erläuterung des erfindungsgemäßen Verfahrens,

Fig. 2 eine Schaltungsanordnung zur Durchführung der Laufzeit- bzw. Entfernungsmessung nach der Erfindung in einer Füllstandmeßeinrichtung, und

Fig. 3 Signalverläufe zur Schaltungsanordnung von Fig. 2.

In den nachfolgenden Fig. 1 bis 3 bezeichnen gleiche Bezugszeichen, sofern nicht anders angegeben, gleiche Teile und gleiche Signale.

In Fig. 1 ist ein Zeitdiagramm eines Empfangsimpulses E dargestellt, wie dieser beispielsweise bei der Füllstandmessung in einer Empfangseinrichtung empfangen wird. Dieser Empfangsimpuls E besteht aus einem Trägerfrequenzsignal, das eine Trägerfrequenz f_T aufweist, und zusätzlich pulsförmig amplitudenmoduliert ist, wobei die Frequenz der Amplitudenmodulation ein Vielfaches geringer als die Trägerfrequenz f_T ist. Die Amplitudenmodulation des Empfangsimpulses E ist derart gewählt, daß der Empfangsimpuls E eine Hüllkurve H mit zunächst ansteigender und anschließender abfallender Flanke aufweist. Der Empfangsimpuls E weist im Ausführungsbeispiel von Fig. 1 sieben lokale Maxima M1 bis M7 auf, wobei der Empfangsimpuls E zum lokalen Maximum M4 symmetrisch ist. Das lokale Maximum M4 ist zugleich der Maximalwert ME des Empfangsimpulses E.

Um die Laufzeit t_1 bzw. Distanz x_1 eines vorgegebenen Punktes, beispielsweise des Maximalwertes ME, des Empfangsimpulses E zu einem vorgegebenen Zeitpunkt, im Ausführungsbeispiel von Fig. 1 dem Null-Punkt, zu bestimmen, wird zunächst die Laufzeit bzw. Entfernung in etwa vorbestimmt und anschließend ein für die exakte Laufzeit bzw. die exakte Entfernung berücksichtigender Korrekturwert ermittelt. Dieser Korrekturwert wird durch den Phasenwinkel des betreffenden Punktes des Empfangsimpulses E bestimmt und aus einem durch den Phasenwinkel bestimmten Bruchteil der Trägerfrequenz für die Laufzeit und aus einem durch den Phasenwinkel bestimmten Bruchteil der Trägerwellenlänge λ_T für die zu bestimmende Distanz ermittelt.

Unter dem Begriff Phase ist hierbei die Drehung des Phasenzigers eines bestimmten Punktes der Träger-schwingung des Empfangsimpulses E bezogen auf einen festen Zeit- bzw. Phasenpunkt zu Beginn jeder Messung, hier dem Null-Punkt, zu verstehen. Eine Phasenwinkeländerung von 360° entspricht dabei einer Gesamt-wegänderung um eine Trägerwellenlänge λ_T oder einer Gesamtlaufzeitänderung um $1/f_T$. Da sich der Phasen-winkel nach einer Umdrehung, also nach 360°, wiederholt, ist eine Eindeutigkeit zwischen Phasenwinkel und Laufzeit bzw. zu ermittelnde Entfernung nur über diese 360° bzw. innerhalb einer Strecke von λ_T gegeben. Die Laufzeit t eines bestimmten Punktes innerhalb des Empfangsimpulses E bezogen auf den Null-Punkt bestimmt

sich demnach aus der Summe aus einer ganzzahligen Anzahl k des Kehrwertes der Trägerfrequenz f_T und einem durch den Phasenwinkel Φ bestimmten Bruchteil dieses Kehrwertes der Trägerfrequenz f_T . Die Laufzeit errechnet sich nachfolgender Formel:

$$t = k/f_T + \Phi/(360^\circ \cdot f_T).$$

Die Entfernung x eines bestimmten Punktes innerhalb des Empfangsimpulses E bezogen auf den Null-Punkt errechnet sich dagegen aus der Summe einer ganzzahligen Anzahl k von Wellenlängen λ_T und einem durch den Phasenwinkel Φ bestimmten Bruchteil dieser Wellenlänge, wobei bei Füllstandmeßeinrichtungen noch zu berücksichtigen ist, daß ein ausgesendeter Impuls zunächst zum Zielobjekt gesendet wird, dort reflektiert und zur Empfangseinrichtung zurückgesendet wird, so daß die doppelte Distanz als Hin- und Rückweg zu berücksichtigen und daher ein Multiplikationsfaktor von 0,5 bei der Entfernungsbestimmung einzusetzen ist. Die Reflektordistanz bei einem solchen Füllstandmeßsystem errechnet sich demnach aus

$$x = 0,5(k \cdot \lambda_T + \Phi \cdot \lambda_T/360^\circ).$$

Wie in Fig. 1 verdeutlicht, kann die Laufzeit t_1 bzw. Entfernung x_1 jedes Punktes im Empfangsimpuls E nach obigen Formeln über die Anzahl k und den Phasenwinkel Φ festgelegt werden.

Da sämtliche Punkte im Empfangsimpuls E im Abstand von einer Wellenlänge λ_T denselben Phasenwinkel Φ besitzen, kann für jede Gruppe von Punkten im Abstand einer Wellenlänge λ_T aus einem einzelnen Punkt der Phasenwinkel dieser Gruppe bestimmt werden. Als Gruppe von Punkten können beispielsweise alle Null-Durchgänge des Empfangsimpulses E mit positiver Steigung oder alle lokalen Maxima M_1 bis M_7 gewählt werden. Die Auswahl der Gruppe von Punkten, die ihren Phasenwinkel Φ stellvertretend als Phasenwinkel Φ des Gesamtpulses darstellen soll, ist beliebig. Im Ausführungsbeispiel von Fig. 1 ist die Gruppe der lokalen Maxima M_1 bis M_7 ausgewählt. Alle Punkte dieser Gruppe besitzen im dargestellten Beispiel den Phasenwinkel $\Phi = 90^\circ$, so daß gemäß dieser Definition dieser Phasenwinkel stellvertretend für den gesamten Empfangsimpuls E stehen kann.

Um die Laufzeit oder Entfernung des Maximalwertes ME des Empfangsimpulses zum Null-Punkt zu bestimmen, ist außer dem Phasenwinkel dieses Punktes lediglich noch die Bestimmung des ganzzahligen Anteils k von Wellenlängen λ_T bzw. von Kehrwerten der Trägerfrequenz f_T zwischen dem Null-Punkt und diesem Punkt notwendig.

Gemäß der Erfindung wird zunächst die Laufzeit bzw. Entfernung des betreffenden Punktes zum Null-Punkt in etwa vorbestimmt. Zur Bestimmung des Multiplikators k genügt eine Genauigkeit der Distanzmessung innerhalb der Fehlergrenzen $-\lambda_T/4$ bis $+\lambda_T/4$ bzw. eine Genauigkeit für die Laufzeitmessung innerhalb der Fehlergrenzen $-0,25/f_T$ bis $+0,25/f_T$. Eine solche ungefähre Bestimmung der Laufzeit bzw. der Entfernung ist beispielsweise mittels eines Auswerteverfahrens mit einer Detektionsschwelle für die Flanken der Hüllkurve H des Empfangsimpulses E möglich. Im vorliegenden Fall kann diese grobe Ermittlung der Laufzeit bzw. Entfernung des Maximalwertes ME des Empfangsimpulses E in einfacher Weise durch Mittelwertbildung von zwei Entfernungswerten, die sich bei Über- und Unterschreitung einer Detektionsschwelle ergeben, erfolgen, da der Empfangsimpuls E voraussetzungsgemäß symmetrisch ist. Durch Hinzunahme des Phasenwinkels Φ des Empfangsimpulses E kann die so vorläufig grob ermittelte Laufzeit bzw. Wegstrecke auf den exakten Wert korrigiert werden. Bedingt durch den erwähnten zugelassenen Fehler muß jedoch nach Ermittlung des ganzzahligen Anteils k zwischen folgenden Fällen unterschieden werden:

$$-\lambda_T/4 < 1/2(g \cdot \lambda_T + \Phi \cdot \lambda_T/360^\circ) - x_v \leq \lambda_T/4$$

gilt $k = g$,
für

$$\lambda_T/4 < 1/2(g \cdot \lambda_T + \Phi \cdot \lambda_T/360^\circ) - x_v \leq \lambda_T/2$$

gilt $k = g + 1$,
für

$$-\lambda_T/2 < 1/2(g \cdot \lambda_T + \Phi \cdot \lambda_T/360^\circ) - x_v \leq -\lambda_T/4$$

gilt $k = g + 1$, wobei x_v die grob ermittelte Entfernung und g der ganzzahlige Anteil von Wellenlängen λ_T innerhalb der grob ermittelten Entfernung x_v ist.

Die exakte Entfernung x_G errechnet sich demnach aus

$$x_G = 1/2 \cdot (k \cdot \lambda_T + \Phi \cdot \lambda_T/360^\circ).$$

Für die exakte Laufzeitbestimmung ist λ_T durch $1/f_T$ zu ersetzen.

Auf diese Weise kann für jeden Punkt des Empfangsimpulses E die Laufzeit bzw. Entfernung zum Null-Punkt durch Ausnutzung der im Trägerfrequenzsignal befindlichen Phaseninformation exakt bestimmt werden. Hierbei ist die Messung nicht auf die lokalen Maxima M_1 bis M_7 beschränkt. Bei anderer Definition des Phasenwinkels können dies auch beispielsweise alle Null-Durchgänge mit positiver Steigung oder eine andere Gruppe von

markanten Punkten innerhalb des Empfangsimpulses sein. Wesentlich ist lediglich, daß der entsprechende Punkt in etwa, insbesondere bis auf $\pm \lambda_T/4$ bzw. $\pm 0,25/\text{fr}$ genau bestimmt werden kann. Ist dies der Fall, so hängt die Genauigkeit des Meßverfahrens lediglich noch von der Phasenmessung ab.

Obwohl der Phasenwinkel des betreffenden Punktes auf unterschiedlichste Weise bestimmt werden kann, hat es sich als vorteilhaft erwiesen, den Phasenwinkel über die gesamte Impulslänge hinweg zu messen und auszumitteln, so daß die Meßgenauigkeit der Phasenmessung erhöht wird. Wird beispielsweise ein Phasenmeßfehler von $\pm 10^\circ$ angenommen, so ergibt sich hieraus ein Meßfehler für die Entfernung bei einer Füllstandmessung von $\pm 1/72 \cdot \lambda_T$.

Das erfindungsgemäße Verfahren zur Laufzeit- bzw. Entfernungsbestimmung zwischen einem festen Null-Punkt und einem Empfangsimpuls ist dort sinnvoll, wo zwischen dem Null-Punkt und der Phasenlage eines Sendepulses ein bekannter Zusammenhang herrscht. Ist dieser Zusammenhang nicht bekannt, so kann durch Anwendung des erfindungsgemäßen Verfahrens sowohl auf Sende- als auch auf Empfangsimpuls und Ermittlung der Differenz zwischen der Laufzeit bzw. dem Entfernungswert des Sendepulses und der Laufzeit bzw. dem Entfernungswert des Empfangsimpulses deren Laufzeitunterschied bzw. deren Abstand ermittelt werden.

Das erfindungsgemäße Verfahren wird im folgenden anhand eines konkreten Ausführungsbeispiels im Zusammenhang mit einer in Fig. 2 gezeigten Schaltungsanordnung und den dazugehörigen Signalverläufen in Fig. 3 erläutert.

Die Schaltungsanordnung von Fig. 2 ist beispielsweise Bestandteil einer Füllstandmeßeinrichtung. Die Schaltungsanordnung weist eine Sende- und Empfangseinrichtung 1 zum Aussenden und Empfangen von mit einer gleichen Trägerfrequenz f_T pulsmodulierten Impulsen auf. Die Sende- und Empfangseinrichtung 1 ist mit einem Kopplungselement 2 in Verbindung, das einerseits zur Ankopplung des elektrischen Sendepulses an die Meßstrecke und Umwandlung in eine elektromagnetische Welle dient und andererseits nach Reflexion der abgesandten Welle an einem Reflektor 3, beispielsweise eine Füllgutoberfläche in einem Behälter, zur Rückwandlung der empfangenen elektromagnetischen Welle in ein elektrisches Signal und damit einen Empfangsimpuls vorgesehen ist. An einem Signalausgang 4 der Sende- und Empfangseinrichtung 1 ist somit zunächst ein Sendepuls und anschließend ein Empfangsimpuls abgreifbar, die sich hinsichtlich ihrer Trägerfrequenz f_T gleichen. Allerdings ist aufgrund der Dämpfung der Übertragungsstrecke der Empfangsimpuls E in seiner Amplitude gedämpft. In der Sende- und Empfangseinrichtung 1 können zusätzlich Einrichtungen vorgesehen sein, um den Sende- und/oder Empfangsimpuls zu verstärken und gegebenenfalls zu filtern.

Ein Beispiel für einen von der Sende- und Empfangseinrichtung 1 ausgesendeten Sendepuls und empfangenen Empfangsimpuls ist in Fig. 3 im Zeitdiagramm dargestellt. Der Sendepuls ist mit dem Bezugszeichen S und der Empfangsimpuls mit dem Bezugszeichen E bezeichnet. Wie deutlich zu erkennen ist, besitzen der Sendepuls S und Empfangsimpuls E die gleiche pulsmodulierte Trägerfrequenz f_T , wobei der Empfangsimpuls E aufgrund der Übertragungsstrecke eine geringere Amplitude aufweist. Die Laufzeit von Sendepuls S und Empfangsimpuls E ist durch den zeitlichen Abstand ihrer beiden Maximalwerte M_S und M_E bestimmt. Mit der im weiteren noch zu beschreibenden Schaltungsanordnung kann durch Anwendung des erfindungsgemäßen Verfahrens die Laufzeit t und damit die Entfernung x zwischen Sendepuls S und Empfangsimpuls E exakt bestimmt werden.

Hierfür weist die in Fig. 2 dargestellte Anordnung eine Oszillatoreinrichtung 26 auf, die ein Oszillatorausgangssignal mit einer Oszillatorfrequenz f_0 zur Verfügung stellt. Das Oszillatorausgangssignal wird einem ersten Teiler 27 zugeführt, der das Oszillatorausgangssignal durch einen Faktor N dividiert, so daß am Ausgang des Teilers 27 ein Signal mit einer Frequenz f_S zur Verfügung steht, das einen Meßzyklus bestimmt. Darüber hinaus gelangt das Oszillatorausgangssignal an eine weitere Teilerstufe 28, die das Oszillatorausgangssignal durch einen Faktor P dividiert. Am Ausgang der Teilerstufe 28 ist das Trägerfrequenzsignal für die Impulsaussendung in der Sende- und Empfangseinrichtung abgreifbar. Das Trägerfrequenzsignal weist die Trägerfrequenz f_T auf, die um ein Vielfaches größer als die Frequenz f_S ist. Die Ausgänge beider Teilerstufen 27 und 28 sind mit der Sende- und Empfangseinrichtung 1 in Verbindung.

Zur ungefähren Vorbestimmung der Laufzeit t bzw. Entfernung x zwischen Sendepuls S und Empfangsimpuls E und anschließender Korrekturwertermittlung verfügt die Schaltungsanordnung in Fig. 2 über eine Hüllkurvenauswerteeinrichtung 5 und einen Quadraturdemodulator 20, die jeweils eingangsseitig mit dem Signalausgang 4 der Sende- und Empfangseinrichtung 1 verbunden sind.

Die Hüllkurvenauswerteeinrichtung 5 dient zum Bestimmen der Hüllkurven H des Sendepulses S, E. Hierfür weist die Hüllkurvenauswerteeinrichtung 5 eingangsseitig eine Gleichrichteranordnung 6, beispielsweise einen Zweiweggleichrichter, mit nachgeschaltetem Tiefpaß 7 auf. Der Ausgang des Tiefpasses 7 ist mit einem Komparator 8 in Verbindung, der einen einstellbaren Schwellwert aufweist. An den Ausgang dieses Komparators 8 ist der Taktanschluß eines JK-Flip-Flops 9 geschaltet, dessen Q-Ausgangsanschluß q mit dem Eingang eines Binärzählers 12 in Verbindung steht. Der Ausgang des Komparators 8 ist darüber hinaus über einen Inverter 11 mit einem Taktanschluß eines weiteren JK-Flip-Flops 10 in Verbindung, dessen Q-Anschluß q mit einem weiteren Binärzähler 13 in Verbindung steht. Die beiden Binärzähler 12, 13 weisen jeweils einen Reset-Anschluß R und einen Taktanschluß T auf. Die Reset-Anschlüsse R sind mit dem Ausgang der Teilerstufe 27 in Verbindung, während die Taktanschlüsse T an den Ausgang der Oszillatoreinrichtung 26 angeschlossen sind.

Die Ausgangsanschlüsse 32, 33 der beiden Binärzähler 12, 13 sind mit einer Auswerteschaltung 14 in Verbindung. Diese Auswerteschaltung 14 erzeugt aus den in der Hüllkurvenauswerteeinrichtung 5 ermittelten Maxima M_S , M_E des Sendepulses S und Empfangsimpulses E ein Maß für die in etwa vorbestimmte Laufzeit bzw. Entfernung zwischen Sendepuls S und Empfangsimpuls E. Hierfür weist die Auswerteschaltung 14 einen Mikrocomputer 15 auf. Der Mikrocomputer 15 ermittelt auch den für die exakte Laufzeit bzw. exakte Entfernung berücksichtigenden Korrekturwert der vorläufigen ungefähren Laufzeit- bzw. Entfernungsmessung. Die

Auswerteschaltung 14 verfügt noch über zwei Analog-Digital-Wandlerstufen 18, 19, deren Ausgangsanschlüsse mit jeweils einem Speicher 16, 17 in Verbindung sind. Die Speicher 16, 17 sind mit dem Mikrocomputer 15 in Verbindung. Die Analog-Digital-Wandlerstufen 18, 19 sind jeweils mit einem Ausgangsanschluß 30, 31 des Quadraturdemodulators 20 in Verbindung.

Der Quadraturdemodulator 20 ist in an sich bekannter Weise aufgebaut. Der Quadraturdemodulator 20 weist einen ersten Multiplizierer 21 und einen zweiten Multiplizierer 22 auf, deren erster Eingangsanschluß jeweils mit dem Signalausgang 4 der Sende- und Empfangseinrichtung 1 verbunden ist. Die zweiten Signaleingänge der beiden Multiplizierer 21 und 22 sind mit dem Ausgangsanschluß der Teilerstufe 28 in Verbindung, wobei vor den zweiten Eingang des zweiten Multiplizierers 22 noch eine Phasenschiebeeinrichtung 25 angeordnet ist, die das Ausgangssignal der Teilerstufe 28 um -90° phasenverschiebt. Die Ausgänge der beiden Multiplizierer 21 und 22 sind jeweils über einen Tiefpaß 23, 24 mit einem Ausgangsanschluß 31, 30 des Quadraturdemodulators 20 in Verbindung.

Das Eingangssignal am zweiten Eingang des ersten Multiplizierers 21 ist mit dem Bezugszeichen u und das hierzu um -90° phasenverschobene Eingangssignal am zweiten Eingang des zweiten Multiplizierers 22 anstehende Signal mit v bezeichnet. Das 0° -Ausgangssignal am Ausgangsanschluß 31 des Quadraturdemodulators 20 ist mit Q und das 90° -Ausgangssignal am Ausgangsanschluß 30 mit I bezeichnet.

Die Funktionsweise der in Fig. 2 dargestellten Schaltungsanordnung wird anhand der Signalverläufe a bis k in Fig. 3 deutlich. Die in Fig. 3 dargestellten Signalverläufe a bis k sind in Fig. 2 an den auftretenden Stellen markiert.

Wie bereits ausgeführt, stellt der Signalverlauf a den Sendeimpuls S und den hierzu im zeitlichen Abstand auftretenden Empfangsimpuls E dar. Die Sende- und Empfangseinrichtung 1 wird durch eine Flanke des am Ausgang des Teilers 27 anstehenden Signales mit der Frequenz f_s am Kopplungselement 2 getriggert (vgl. b in Fig. 3). Zur vorläufigen groben Ermittlung der Laufzeit bzw. Wegstrecke dient die Hüllkurvenauswerteschaltung 5.

Durch Gleichrichtung und Tiefpaßfilterung des am Signalausgang 4 anstehenden Signales ist am Ausgang des Tiefpasses 7 der Hüllkurvenauswerteeinrichtung 5 das im Signalverlauf c von Fig. 3 dargestellte Signal abgreifbar, das von den hochfrequenten Anteilen des Trägersignales befreit ist. Im Komparator 8 ist der im Signalverlauf c strichliert angegebene Schwellwert SW eingestellt. Diese Detektionsschwelle SW kann fest vorgegeben oder über die Steuer- und Auswerteschaltung 14 einstellbar sein. Am Ausgang des Komparators 8 ist ein Rechtecksignal abgreifbar, dessen ansteigende Flanken vom Überschreiten und dessen abfallende Flanken vom Unterschreiten der Detektionsschwelle SW des am Ausgang des Tiefpasses 7 anstehenden Signales bestimmt sind.

Die steigenden Flanken dieses Rechtecksignals im Signalverlauf d triggern das JK-Flip-Flop 9, das zuvor ebenso wie das JK-Flip-Flop 10 und die Binärzähler 12 und 13 durch die ansteigende Flanke des Signales f_s zu Beginn der Impulsaussendung rückgesetzt wurde. Das JK-Flip-Flop 9 gibt bei der ersten ansteigenden Flanke des Rechtecksignals im Signalverlauf d an seinem Eingang den Binärzähler 12 frei und stoppt ihn bei der nächsten ansteigenden Flanke, wie im Signalverlaufe zu erkennen ist. Das JK-Flip-Flop 10 und der Binärzähler 13 arbeiten in analoger Weise, wobei durch das Vorsehen des Inverters 11 am Takteingang des JK-Flip-Flops 10 jetzt nicht die ansteigenden Flanken des Rechtecksignals, sondern dessen abfallenden Flanken maßgebend sind.

Wie in Fig. 3 darüber hinaus an den Signalverläufen e und f zu erkennen ist, ist der Zähltakt ein Vielfaches größer als die Trägerfrequenz f_T . Der Zähltakt entspricht nämlich der Frequenz des Oszillatorausgangssignales und damit der Oszillatorfrequenz f_0 .

Am Ende eines Meßzyklusses, der durch die abfallende Flanke des Signalverlaufes b bestimmt ist, enthält der Binärzähler 12 somit eine Zahl Z1, die ein Maß für den Abstand zwischen der Vorderflanke des Sendeimpulses S und der Vorderflanke des Empfangsimpulses E ist. In ähnlicher Weise enthält der Binärzähler 13 eine Zahl Z2, die ein Maß für den Abstand der hinteren Flanke des Sendeimpulses S und der hinteren Flanke des Empfangsimpulses E ist. Da die Amplituden von Sende- und Empfangsimpuls S, E meist unterschiedlich sind, sind die Zählerstände in den Binärzählern 12, 13 und damit die dort gespeicherten Zahlen Z1 und Z2 nicht gleich. Der Mikrocomputer 15 in der Steuer- und Auswerteschaltung 14 bildet aus diesen beiden Zählerständen einen Mittelwert, der als Maß für den Abstand des Maximalwertes MS des Sendeimpulses S und des Maximalwertes ME des Empfangsimpulses E anzusehen ist. Damit ist die vorläufig grobe Ermittlung der Wegstrecke bzw. Laufzeit zwischen Sendeimpuls S und Empfangsimpuls E durchgeführt. Die vorläufige grobe Ermittlung der Wegstrecke xy zwischen Sendeimpuls S und Empfangsimpuls E ergibt sich aus folgender Formel:

$$xy = 1/2(Z1 + Z2) \cdot 1/f_0 \cdot v \cdot 1/2,$$

wobei v die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Welle bezeichnet.

Zur exakten Laufzeit- bzw. Entfernungsbestimmung wird mit der in Fig. 2 dargestellten Schaltungsanordnung noch der Phasenwinkel des Sendeimpulses S und Empfangsimpulses E ermittelt. Hierzu dient der Quadraturdemodulator 20. Im Quadraturdemodulator 20 wird der Sendeimpuls S und Empfangsimpuls E mit den Signalen u bzw. v multipliziert und anschließend tiefpaßgefiltert. Die Signale u und v weisen die gleiche Frequenz wie das Trägersignal des Sendeimpulses S und Empfangsimpulses E auf. Diese Frequenz ist die Trägerfrequenz f_T . Wie anhand der Signalverläufe g und h in Fig. 3 zu ersehen ist, sind die Signale u und v Rechtecksignale mit der Trägerfrequenz f_T , wobei das Signal v wegen der Phasenschiebeanordnung 25 zum Signal u um -90° phasenverschoben ist. In den beiden Kanälen des Quadraturdemodulators 20 werden der Sendeimpuls S und Empfangsimpuls E durch Mischung bzw. Multiplizieren mit den Signalen u bzw. v in die Zwischenfrequenzlage Null umgesetzt. Die Tiefpässe 23 und 24 hinter den beiden Multiplizierern 21, 22 unterdrücken die beim Multiplizieren entstehenden hohen Frequenzanteile, so daß für die Dauer der Impulse an den Ausgängen der beiden

Tiefpässe 23, 24 eine Gleichspannung ansteht, deren Amplitude nur noch von der Phasenverschiebung zwischen dem entsprechenden Sendeimpuls S bzw. Empfangsimpuls E und dem Signal u bzw. v abhängt.

Die zu dem in Fig. 3 gezeigten Sende- und Empfangsimpuls S, E gehörenden Ausgangssignale an den Anschlüssen 30 und 31 des Quadraturdemodulators 20 sind anhand der Signalverläufe i und k in Fig. 3 gezeigt. Die Ausgangssignale Q und I des Quadraturdemodulators 20 lassen sich wie folgt berechnen:

$$I = a \cdot \cos \alpha$$

$$Q = a \cdot \sin \alpha$$

Durch entsprechende Auswahl der Signale u und v in bezug zum Null-Punkt wird erreicht, daß der angezeigte Phasenwinkel α gleich dem oben beschriebenen Phasenwinkel des Sendeimpulses S bzw. Empfangsimpulses E ist. Die Proportionalitätskonstante a hängt dabei von den Parametern der praktischen Realisierung ab und ist meist unbekannt. Durch Division läßt sie sich jedoch eliminieren, da gilt

$$\frac{Q}{I} = \frac{a \cdot \sin \alpha}{a \cdot \cos \alpha} = \tan \alpha = \tan \Phi.$$

Diese Beziehung kann durch die Steuer- und Auswerteschaltung 14 genutzt werden. In den Analog-Digital-Wandlerstufen 18, 19 werden die analogen Ausgangssignale I und Q des Quadraturdemodulators 20 digitalgewandelt und in den nachfolgenden Speichern 16, 17 abgelegt. In den Signalverläufen i und k von Fig. 3 bezeichneten QS bzw. QE die 0°-Ausgangssignale des Quadraturdemodulators 20 bei eingangsseitig angelegtem Sende- bzw. Empfangsimpuls und IS bzw. IE die entsprechenden 90°-Ausgangssignale. Der Mikrocomputer 15 kann durch Division und Arcustangens-Bildung die jeweils gesuchten Phasenwinkel Φ für den Sendeimpuls S und Empfangsimpuls E ermitteln. Dabei kann die Zweideutigkeit des Arcustangens zwischen 0° und 360° durch Einbeziehung der Vorzeichen der Signale I und Q umgangen werden. Im Ausführungsbeispiel von Fig. 3 ergibt sich für den Phasenwinkel Φ_S des Sendeimpulses S $\Phi_S = 180^\circ$ und für den Phasenwinkel Φ_E des Empfangsimpulses E $\Phi_E = 90^\circ$.

Die so ermittelten Phasenwinkel Φ_S und Φ_E ergeben durch Differenzbildung deren gegenseitige Phasenverschiebung Φ_G .

$$\Phi_G = \Phi_E - \Phi_S = 270^\circ.$$

Für die exakte Weglänge zwischen Sende- und Empfangsimpuls S, E gilt folglich:

$$x_G = 1/2 (k \cdot \lambda_T + \Phi_G \cdot \lambda_T / 360^\circ),$$

wobei k nach der oben stehenden Fallunterscheidung ermittelt ist.

Somit ist gezeigt, daß mit der vorgestellten Schaltungsanordnung eine hochgenaue Laufzeit- und Entfernungsmessung möglich ist, bei welcher zunächst die Laufzeit bzw. Entfernung in etwa vorbestimmt und anschließend ein die exakte Laufzeit bzw. Wegstrecke berücksichtigender Korrekturwert ermittelt wird. Für den Korrekturwert werden der Phasenwinkel des oder der Impulse gemessen und der Korrekturwert aus einem durch den Phasenwinkel bestimmten Bruchteil der Trägerfrequenz bzw. Trägerwellenlänge ermittelt. Durch die Anwendung der Quadraturdemodulation zur Phasenwinkelbestimmung wird darüber hinaus gewährleistet, daß der Phasenwinkel des Impulses über die gesamte Impulslänge hinweg gemessen und somit ausgemittelt wird. Hierdurch wird eine hochgenaue Messung möglich.

Bezugszeichenliste

- 1 Sende- und Empfangseinrichtung
- 2 Kopplungselement
- 3 Reflektor
- 4 Signalausgang
- 5 Hüllkurvenauswerteeinrichtung
- 6 Gleichrichteranordnung
- 7 Tiefpaß
- 8 Komparator
- 9 JK-Flip-Flop
- 10 JK-Flip-Flop
- 11 Inverter
- 12 Zähler
- 13 Zähler
- 14 Steuer- und Auswerteschaltung
- 15 Mikrocomputer
- 16 Speicher
- 17 Speicher

18 A/D-Wandlerstufe	
19 A/D-Wandlerstufe	
20 Quadraturdemodulator	
21 erster Multiplizierer	
22 zweiter Multiplizierer	5
23 Tiefpaßeinrichtung	
24 Tiefpaßeinrichtung	
25 Phasenschiebeanordnung	
26 Oszillatoreinrichtung	
27 Teilerstufe	10
28 Teilerstufe	
30 Ausgang	
31 Ausgang	
32 Ausgangsanschluß	
33 Ausgangsanschluß	15
t1 Zeitspanne	
t Zeit	
Z1 erster Zählerstand	
Z2 zweiter Zählerstand	
K Korrekturwert	20
E Empfangsimpuls	
QE 0°-Ausgangssignal des Empfangsimpulses	
QS 0°-Ausgangssignal des Sendeimpulses	
IE 90°-Ausgangssignal des Empfangsimpulses	
IS 90°-Ausgangssignal des Sendeimpulses	25
H Hüllkurve	
I 90°-Ausgangssignal	
M Maximum	
N Faktor	
Q 0°-Ausgangssignal	30
P Faktor	
S Sendeimpuls	
R Resetanschluß	
T Taktanschluß	
SW Schwellenwert	35
f _T Trägerfrequenz	
f _s Frequenz	
f _o Oszillatorfrequenz	
q Q-Anschluß	
u Signal	40
v Signal	
x, x1 Wegstrecke	
λ _T Wellenlänge	
Φ _E Phasenwinkel	
Φ _S Phasenwinkel	45
Φ Phasenwinkel	

Patentansprüche

1. Verfahren zur Laufzeitmessung zwischen einem vorgegebenen Zeitpunkt und einem mit einem Trägersignal, das eine Trägerfrequenz (f_T) aufweist, pulsmodulierten Impuls (E), bei welchem zunächst die Laufzeit in etwa vorbestimmt und anschließend ein die exakte Laufzeit berücksichtigender Korrekturwert (K) ermittelt wird, dadurch gekennzeichnet, daß der Phasenwinkel (Φ) des Impulses (E) gemessen und der Korrekturwert (K) aus einem durch den Phasenwinkel (Φ) bestimmten Bruchteil der Trägerfrequenz (f_T) ermittelt wird. 50
2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der vorgegebene Zeitpunkt durch einen vorangegangenen und mit dem gleichen Trägersignal pulsmodulierten Impuls (S) bestimmt ist, daß die Phasenwinkel (Φ_S, Φ_E) beider Impulse (S, E) bestimmt werden, daß aus den beiden Phasenwinkeln (Φ_S, Φ_E) ein Phasendifferenzwinkel (Φ_S - Φ_E) gebildet wird, und daß der Korrekturwert (K) aus einem durch den Phasendifferenzwinkel (Φ_S - Φ_E) bestimmten Bruchteil der Trägerfrequenz (f_T) ermittelt wird. 55
3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß der Phasenwinkel (Φ_S, Φ_E) eines Impulses (S, E) über die gesamte Impulslänge hinweg gemessen und ausgemittelt wird. 60
4. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß die Laufzeit zunächst auf $\pm 4/f_T$ genau vorbestimmt wird.
5. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, daß die Laufzeit zunächst anhand einer Hüllkurvendetektion des oder der Impulse (S, E) in etwa vorbestimmt wird. 65
6. Verfahren nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, daß für die Hüllkurvendetektion eine digitale Maximasuche des Impulses (S, E) durchgeführt wird, indem der Impuls (S, E) einer Quadraturdemodulation

unterzogen und das Maximum (MS, ME) durch die Summe der Quadrate des 0°-Ausgangssignales (Q) und 90°-Ausgangssignales (I) der Quadraturdemodulation bestimmt wird.

7. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 6, dadurch gekennzeichnet, daß ein Impuls (S, E) zur Bestimmung seines Phasenwinkels (Φ_S , Φ_E) einer Quadraturdemodulation mit anschließender Tiefpaßfilterung unterzogen wird, wobei für die Quadraturdemodulation Referenzträgersignale gewählt werden, die die Trägerfrequenz (f_T) aufweisen, und daß der Phasenwinkel (Φ_S , Φ_E) aus einer Arcustangens-Bildung des Quotienten des bei der Quadraturdemodulation und Tiefpaßfilterung entstehenden 0°-Ausgangssignales (Q) und 90°-Ausgangssignales (I) bestimmt wird.

8. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 7, dadurch gekennzeichnet, daß aus einer gemeinsamen Oszillatoreinrichtung (26) durch Teilung sowohl das Trägersignal mit der Trägerfrequenz (f_T) des Impulses (E) oder der Impulse (S, E) als auch die Referenzträgersignale für die Quadraturdemodulation abgeleitet werden.

9. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 8, dadurch gekennzeichnet, daß in mehreren aufeinanderfolgenden Meßzyklen die durch die Quadraturdemodulation gebildeten 0°-Ausgangssignale (Q) untereinander sowie die 90°-Ausgangssignale (I) untereinander schargemittelt werden und nachfolgend die Hüllkurvenbildung nach der Beziehung

$$\sqrt{I^2 + Q^2}$$

durchgeführt wird, wobei für die Hüllkurvenbildung die gemittelten Werte des 0°-Ausgangssignals (Q) und des 90°-Ausgangssignals (I) herangezogen werden.

10. Verwendung des Verfahrens nach einem der Ansprüche 1 bis 9 zur Entfernungsmessung, insbesondere zur Füllstandmessung in Behältern, wobei der vorangegangene Impuls (S) ein in den Behälter gesendeter Sendeimpuls und der weitere Impuls (E) ein Echoimpuls ist und die ermittelte Laufzeit zwischen den beiden Impulsen (S, E) zur Entfernungsbestimmung mit einer vorgegebenen Ausbreitungsgeschwindigkeit multipliziert wird.

11. Verwendung nach Anspruch 10, bei welchem mindestens ein Störschallsignal mit Amplituden-, Entfernungs- und Phasenwerten abgespeichert wird und aus dem empfangenen Echoimpuls mit detektierten Hüllkurvenwerten und Phasenwinkel (Φ_E) ein Nutzechoimpuls rekonstruiert wird.

12. Schaltungsanordnung zur Durchführung des Verfahrens nach einem der Ansprüche 1 bis 10, gekennzeichnet durch folgende Merkmale:

- eine Sende- und Empfangseinrichtung (1) zum Aussenden und Empfangen von mit einer gleichen Trägerfrequenz (f_T) pulsmodulierten Impulsen;
- einer Hüllkurvenauswerteeinrichtung (5) zum Bestimmen der Hüllkurven (H) der Impulse (S, E);
- einen Quadraturdemodulator (20), um aus den Impulsen (S, E) jeweils ein 0°-Ausgangssignal (Q) oder 90°-Ausgangssignal (I) zu erzeugen, wobei der Quadraturdemodulator (20) mit die Trägerfrequenz (f_T) aufweisenden Referenzträgersignalen betreibbar ist;
- eine Auswerteschaltung (14), um aus den Maxima (MS, ME) der Hüllkurven (H) beider Impulse (S, E) ein Maß für die in etwa vorbestimmte Laufzeit zwischen den beiden Impulsen (S, E) zu erzeugen und um aus den 0°-Ausgangssignalen (Q) und 90°-Ausgangssignalen (I) den Korrekturwert (K) für die Laufzeit zu bilden.

13. Schaltungsanordnung nach Anspruch 12, dadurch gekennzeichnet, daß die Auswerteschaltung (14) eine Einrichtung aufweist, um aus der ermittelbaren Laufzeit unter Berücksichtigung einer vorgegebenen Ausbreitungsgeschwindigkeit der Impulse (S, E) eine Entfernung zwischen den beiden Impulsen (S, E) zu errechnen.

14. Schaltungsanordnung nach Anspruch 12 oder 13, dadurch gekennzeichnet, daß eine Oszillatoreinrichtung (26) vorgesehen ist, die gegebenenfalls über Teilerstufen (27, 28) mit der Sende- und Empfangseinrichtung (1) und dem Quadraturdemodulator (20) verbunden ist.

15. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 12 bis 14, dadurch gekennzeichnet, daß der Quadraturdemodulator (20) ausgangsseitig mit jeweils einer Tiefpaßeinrichtung (23, 24) versehen ist.

16. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 12 bis 15, dadurch gekennzeichnet, daß die Auswerteschaltung (14) einen Mikrocomputer (15) aufweist, daß der Mikrocomputer (15) mit der Hüllkurvenauswerteeinrichtung (5) und mit einer Speichereinrichtung (16, 17) verbunden ist, und daß zwischen die Speichereinrichtung (16, 17) und den Quadraturdemodulator (20) eine Analog-Digital-Wandlereinrichtung (18, 19) geschaltet ist.

17. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 12 bis 16, dadurch gekennzeichnet, daß die Hüllkurvenauswerteeinrichtung (5) eingangsseitig eine Gleichrichteranordnung (6) mit nachgeschaltetem Tiefpaß (7) und Komparator (8) aufweist, daß an den Ausgang des Komparators (8) zwei Flip-Flops (9, 10) mit jeweils nachfolgendem Zähler (12, 13) geschaltet sind, wobei vor einem dieser beiden Flip-Flops (9, 10) ein Inverter (11) angeordnet ist und die Ausgangsanschlüsse (32, 33) der Zähler (12, 13) mit der Auswerteschaltung (14) verbunden sind.

18. Schaltungsanordnung nach Anspruch 17, dadurch gekennzeichnet, daß die Flip-Flops (9, 10) JK-Flip-Flops sind, wobei ein Taktanschluß eines ersten Flip-Flops (9) mit dem Komparator (8) direkt und ein Taktanschluß des zweiten Flip-Flops (10) über den Inverter (11) mit dem Komparator (8) verbunden ist und Q-Ausgangsanschlüsse (q) der JK-Flip-Flops (9, 10) jeweils an einen der Zähler (12, 13) angeschlossen sind.

19. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 12 bis 16, dadurch gekennzeichnet, daß die Hüllkurvenauswerteeinrichtung (5) Bestandteil der Auswerteschaltung (14) ist und die Hüllkurvenwerte innerhalb

aus den in der Speichereinrichtung (16, 17) der Auswerteschaltung (14) gespeicherten 0°- und 90°-Ausgangssignalwerten (I, Q) mit Hilfe des Mikrocomputers (15) nach der Beziehung

$$\sqrt{I^2 + Q^2}$$

errechnet werden.

Hierzu 3 Seite(n) Zeichnungen

5

10

15

20

25

30

35

40

45

50

55

60

65

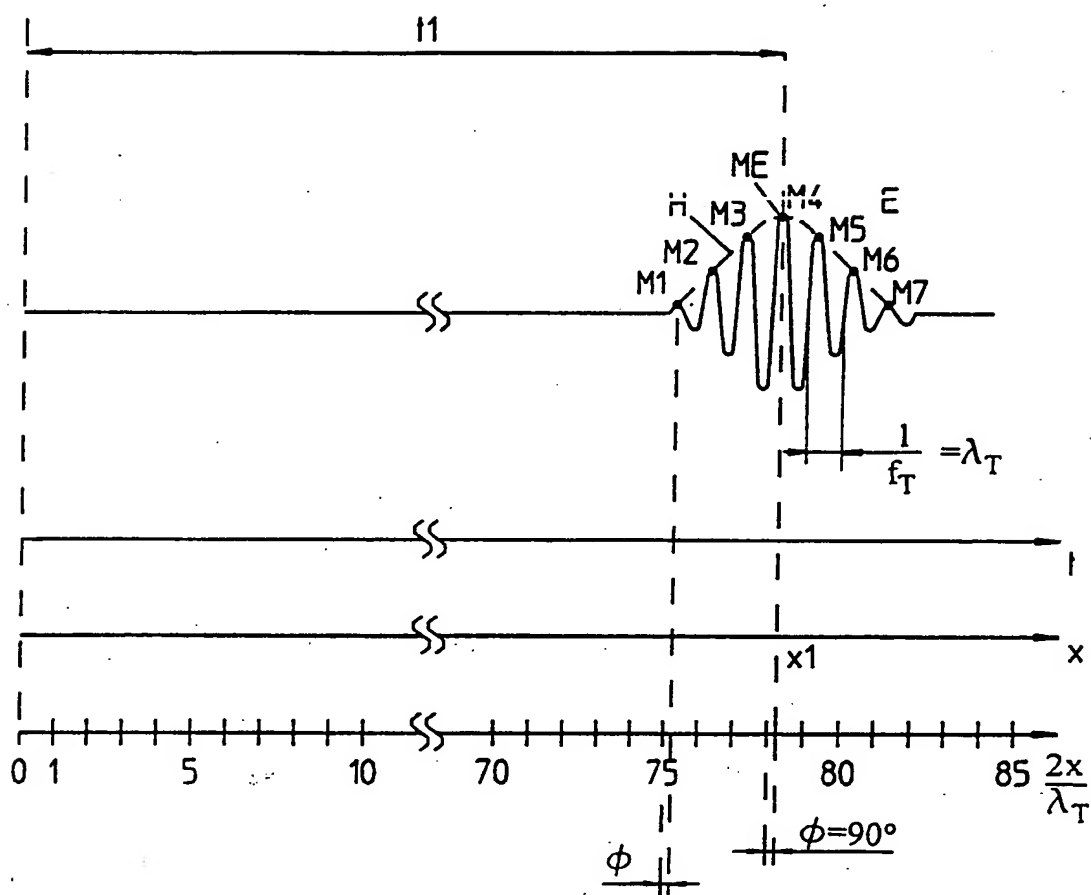


Fig. 1

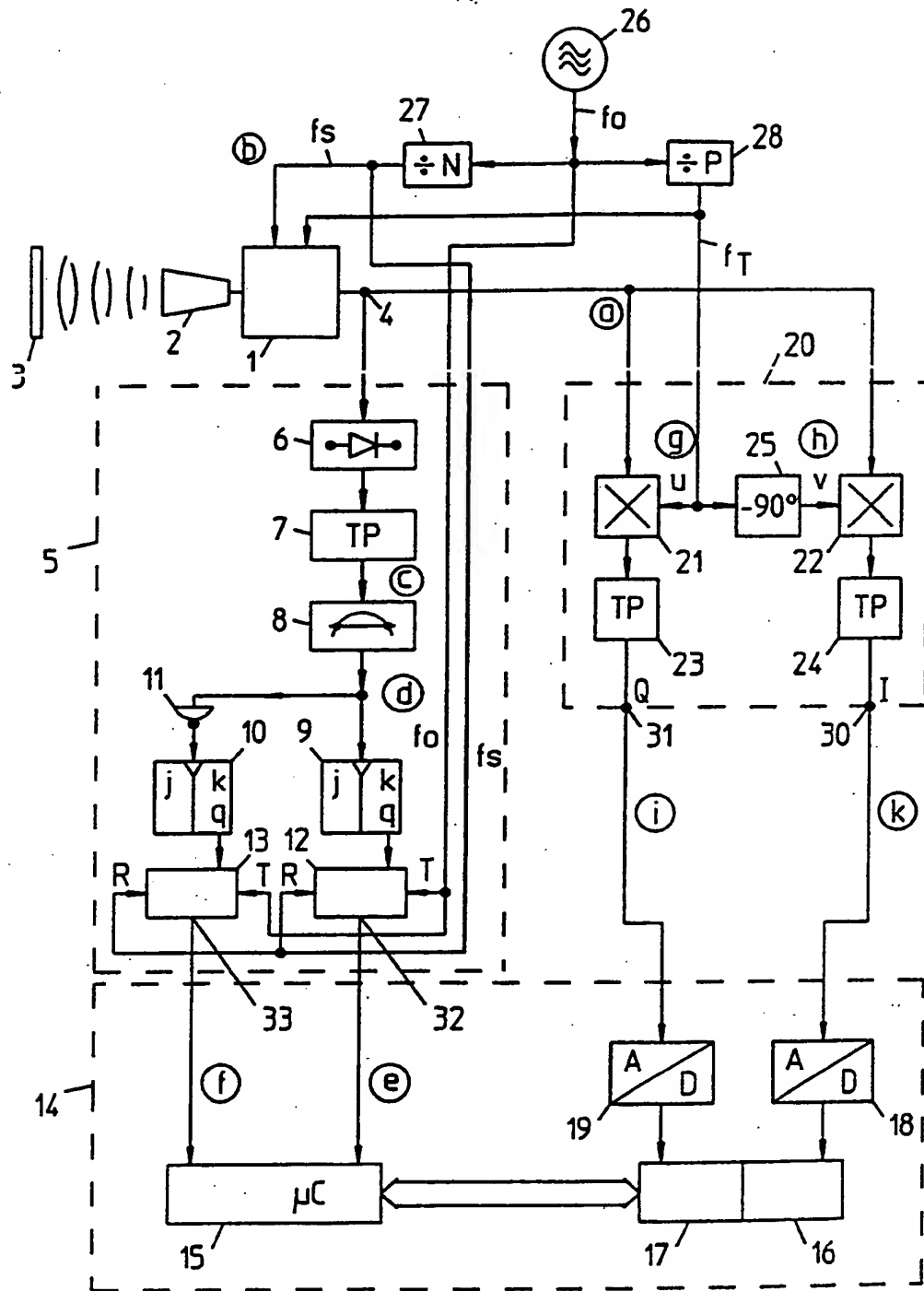


Fig. 2

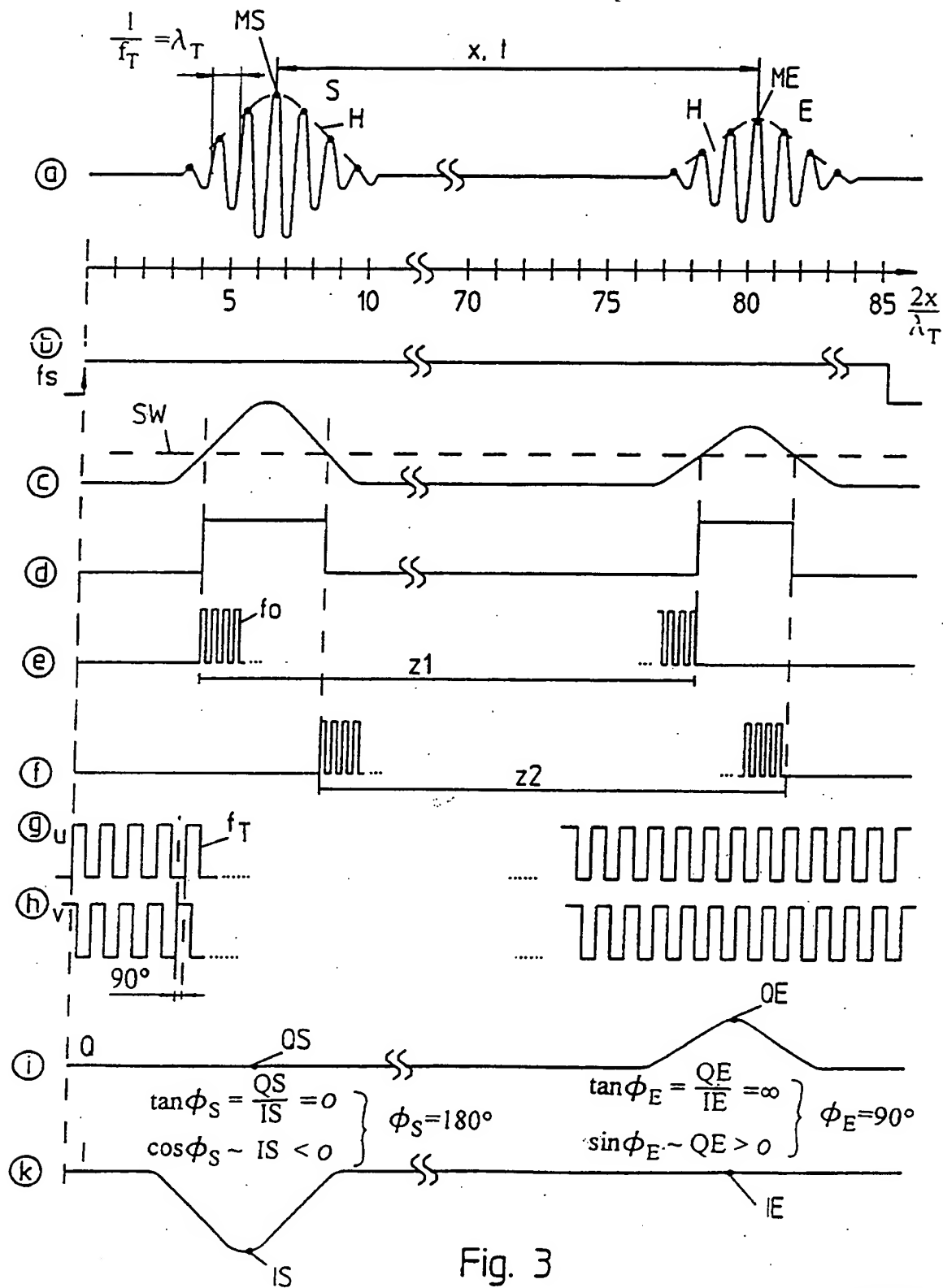


Fig. 3

(54) Method and Circuit Arrangement for Transit Time Measurement, and Use Thereof

(57) For transmit time measurement between a predetermined time and a pulse-modulated pulse, first the transit time is predetermined approximately, and then a correction value that takes the exact transit time into account is ascertained. For that, the phase angle of the pulses measured, and the correction value is ascertained from a fraction, determined by the phase angle, of the carrier frequency with which the pulse is pulse-modulated. For performing the transit time measurement, an envelope curve evaluation device is provided for the approximate predetermination of the transit time. From the pulse, a quadrature demodulator generates both a 0° output signal and a 90° output signal. From the maximum of the envelope curve of the pulse, an evaluation circuit determines a measure for the approximately predetermined transit time, and from the 0° output signal and the 90° output signal of the quadrature demodulator it determines the correction value. The method of the invention and its circuit arrangement are suitable in particular for measuring the fill level in containers.

Advantages: Increasing the measurement precision of pulse transit time systems, no adulteration of measured values from interference pulses, and high signal sensitivity.

Specification

The invention relates to a method for transit time measurement as generically defined by the characteristics of the preamble to claim 1, as well as to a circuit arrangement for performing the transit time measurement, and its use.

Methods for transit time measurement are widely known and are used extensively for contactless distance determination and for locating objects. In these pulse transit time methods, it is essential to transmit a pulse-modulated signal of defined frequency and receive it after reflection from a target object. As a measure for the distance to be ascertained, the transit time is ascertained, which to determine distance must be multiplied further only by the corresponding propagation speed, which is dependent on the transmission medium. Depending on the frequency range of the modulated carrier signal of the transmitted pulse, a distinction is made among various forms of pulse transit time measurement, such as ultrasonic transit time measurement or microwave transit time measurement and radar transit time measurement.

Such transit time measurement is employed for instance to determine fill levels in containers, to measure distance in cameras, in medical diagnostic equipment, and for positioning tasks in automation technology.

Various methods exist for extracting the transit time information from the existing transmitted and received signals. The simplest method is to monitor a certain amplitude threshold value. If this threshold value is

exceeded in the transmission phase, then a counter for instance starts; once the threshold value is exceeded by the received signal, the counter is stopped again and thus outputs a measure of the distance sought. However, since most systems use relatively narrow signal bandwidths, and hence the amplitude rise and fall in the transmitted/received pulse follows the carrier oscillation relatively slowly over several periods, yet at the same time the amplitude of the received signal can vary sharply depending on the target distance and wave damping, the use of a fixedly predetermined threshold value in determining a transit time often produces significant errors.

Preferably, methods are therefore employed that from the electrical transmitted and received pulses recover the envelope curve, and that stop and start the time measurement at the leading or trailing edge of this envelope curve if a detection threshold is exceeded or undershot, respectively. If the amplitude value of the detection threshold is kept at a fixed ratio to the edge-associated maximum of the envelope curve, then the problem described above when the receiving amplitude is fluctuating can be solved.

In this method, however, a problematic aspect is a relatively slow edge rise in the envelope curve because of the desired narrow system bandwidth. As a result of the slow edge rise or edge drop of the envelope curve, specifically, slight interference signals, for instance in the form of noise, immediately act on the envelope curve edge as measurement errors, by shifting the instant when the detection threshold is exceeded.

One possible way, while preserving the same narrow

system bandwidth, of utilizing signal components that are of higher frequency than the modulation frequency of the transmitted and received pulses for more-exact transit time determination is the additional utilization of the carrier oscillation, whose frequency is typically multiple times greater than the amplitude modulation frequency.

One such pulse transit time measurement, which also has the characteristics of the preamble of the present claim 1 is known from European Patent Disclosure EP 0 324 731 B1. In the method for transit time measurement described there, first the beginning of the trailing edge of the envelope curve of the pulse is detected, in order to define a reference time. Serving as the reference time is the first apex value of the pulse-modulated pulse that occurs after the maximum point of the envelope curve. By means of this reference time, the transit time to be ascertained is predetermined in approximate form at a predetermined time. To ascertain the transit time exactly, it is furthermore provided that the occurrence of the first zero crossover after this reference time be detected. Therefore the length of time between the reference time and the occurrence of the zero crossover is added to the transit time that has initially been predetermined only approximately. If the first zero crossover of a transmitted pulse after the first apex value in the trailing edge of the envelope curve of the transmitted pulse is selected as the predetermined time, then an exact transit time or distance measurement can be accomplished.

Hence the method described in EP 0 324 731 B1 is based on a transit time measurement which detects a zero crossover of the carrier oscillation of the pulse-modulated pulse that had previously been somewhat restricted chronologically. By

means of this method, the measurement accuracy in the transit time measurement can be increased.

However, it has been found that this known method leads to erroneous transit time measurements if the zero crossover to be evaluated is adulterated by interference signals, such as noise, or interfering echo signals that occur in the distance measurement, or if the zero crossover can no longer be detected at all.

It is therefore the object of the present invention to disclose a method for transit time measurement which likewise utilizes the carrier oscillation of the pulse-modulated pulse but which offers high measurement precision even if the zero crossovers of the carrier oscillation are no longer, or no longer exactly, detectable because of interference signals. Furthermore, a circuit arrangement for performing such a method and a use for such a transit time measurement are to be disclosed.

This object is attained for the method by the characteristics of claim 1.

The invention is thus based substantially on utilizing both the amplitude information in the pulse-modulated pulse and the phase information in it. In the method of the invention for transit time measurement between a predetermined time and a pulse that is pulse-modulated with a carrier frequency signal, the transit time is first approximately predetermined, similarly to the prior art, and then a correction value that takes the exact transit time into account is ascertained. In contrast to the known transit time information, however, it is not a single zero crossover

of the pulse that is detected but rather the phase angle of the pulse is measured, and according to the invention the correction value is ascertained from a fraction of the carrier frequency of the carrier frequency signal, which fraction is determined by the measured phase angle.

Although this method of the invention is in principle suited to ascertaining the transit time of a pulse-modulated pulse at a predetermined zero time, the method of the invention is best suited to ascertaining the transit time between two pulse-modulated pulses, of the kind that occur in distance measurement. To that end, first, the transmitted pulse, pulse-modulated with a carrier signal that has the carrier frequency, is applied to a measurement distance via a coupling device, such as an antenna. The transmitted pulse, reflected from a target object, arrives at a receiving device, in the form of a received pulse that is damped in amplitude because of the transmission distance and is chronologically delayed. First, in an arbitrary way, the transit time is predetermined approximately, advantageously to $\pm \frac{1}{4} \lambda_r$ of the carrier frequency, and then the correction value still to be taken into account for the exact transit time is ascertained. For ascertaining this correction value, the phase angles of both pulses are determined, and from the two phase angles, a phase difference angle is calculated. The correction value is finally determined from a fraction of the carrier frequency, which fraction is determined by the phase difference angle.

The initially coarse predetermination of the transit time is effected, in a refinement of the invention, on the basis of detecting an envelope curve of the pulse or pulses; for detecting the envelope curve, the pulse is rectified in a

manner known per se and delivered to an envelope curve evaluation circuit.

Moreover, it is provided according to the invention that for envelope curve evaluation, a quadrature demodulation be performed, which may also be employed in conjunction with the phase angle detection. For the envelope curve detection, a search for the digital maximum of the pulse is made by subjecting the pulse to a quadrature demodulation; the maximum is determined from the total of the squares of the 0° output signals and 90° output signals that result in the quadrature demodulation. The calculation of the maximum value is then expediently done by a microcomputer. For that purpose, all that is needed is that the output signals of the quadrature demodulation, stored digitally in memory beforehand, for the pulse be stored in suitable memories in suitable measurement cycles. Thus by simple quadrature demodulation, the requisite approximate spacing between the transmitted and received pulses can be ascertained.

Although the phase angle to be ascertained of the pulse-modulated pulse to be evaluated can be determined arbitrarily, it has proved expedient for the phase angle of a pulse to be measured over the entire pulse length and averaged out. As a result, the measurement precision can be increased still further.

To determine the phase angle, in a refinement of the invention, a quadrature demodulation of the pulse to be evaluated is provided along with ensuing low-pass filtration; for the quadrature demodulation, reference carrier signals are selected which have precisely the carrier frequency of the modulated pulses. The phase angle sought is determined in

this quadrature demodulation from an arc tangent formation of the quotient of the 0° output signals and 90° output signals that occur in the quadrature demodulation and low-pass filtration. By the low-pass filtration, the high frequency components that occur in the quadrature demodulation are suppressed, so that for the duration of the pulses, a direct voltage is available on the output side whose amplitude now depends only on the phase displacement between the carrier oscillation of the pulse and the reference carrier signal of the quadrature demodulation.

According to the invention, the frequencies of the reference carrier signal of the quadrature demodulation and of the carrier signal of the pulse are the same. For that purpose, a common oscillator device may for instance be provided, from whose output signal both the carrier signal of the pulse or pulses and the reference carrier signals for the quadrature demodulation can be derived. It is thus assured that the frequency of the carrier signal of the pulses and the frequency of the two reference carrier signals used for mixing in the quadrature demodulation are precisely identical. The use of a common oscillator device furthermore assures that the phase relationship of the two reference carrier signals of the quadrature demodulation relative to a zero point remains the same for all measurement cycles.

An increase in the signal sensitivity of the transit time measurement is obtained according to the invention by averaging both the 0° output signals and the 90° output signals of a plurality of successive measurement cycles. Because of this group averaging, or the integration of each of these two output signals separately, both the phase information and the amplitude information of the echo signal

to the be evaluated are preserved. An ensuing envelope curve formation in accordance with the relationship

$$\sqrt{(I^2 + Q^2)}$$

over the entire measurement cycle, in which Q designates the 0° output signal and I the 90° output signal of the quadrature demodulation, leads to the known envelope curve echo signal, but compared to an echo signal obtained from conventional envelope curve formation, such as two-way rectification, it has a higher signal-to-noise ratio, so that echoes of very low amplitude are more easily detected. Compared with group averaging or integration of the envelope curve obtained from two-way rectification, for instance, which also increases the signal-to-noise ratio, the gain in signal sensitivity from group averaging of the 0° output signal and 90° output signal separately and ensuing envelope curve determination using the aforementioned relationship is markedly higher, for the same number of averaged measurement cycles, since by the method of the invention, the phase information of the echo signal to be evaluated is also preserved by means of quadrature demodulation for the averaging.

The method of the invention for transit time measurement can advantageously be employed for distance measurement and in particular for measuring the fill level in containers; a pulse-modulated transmitted pulse is transmitted into an interior of a container and after reflection at a target object is received as a received pulse or echo pulse in a receiver. The transit time between the transmitted pulse and the received pulse that is determined exactly by the method of the invention is multiplied, for

distance determination, by a predetermined propagation speed, which is dependent on the transmission medium. By means of the exact detection of the transit time between the two pulses, an exact distance measurement is possible.

Finally, the method of the invention can advantageously also be employed for distance measurement in which interfering echoes occur. Thus according to the invention, an interfering echo signal is stored in memory with amplitude, distance and phase values, and from a received echo pulse, its envelope curve and phase angle are detected. The actual useful echo pulse can be reconstructed in a simple way by comparing the previously known interfering echo signal and the received echo pulse.

The method for transit time measurement according to the invention can thus advantageously be used in pulse transit time systems that are used in fields where the existence of interfering echoes appears likely. This applies particularly to measuring the fill level in containers, where besides the useful echo originating at the surface of the product in the container, numerous further reflections can also occur, caused for instance from reinforcements or other built-in fixtures in the interior of the container. In order to make a clear distinction possible between the useful and the interfering echo pulses, the interfering echoes present when the container is empty are therefore recorded and stored in memory with amplitude and distance values. A comparison between an arbitrary echo profile received from a filled container and the interfering echo information stored in memory then makes it possible to identify the source of interference and more easily find the useful echo pulse.

Since according to the invention both the amplitude information and phase information of the received echo pulse are determined, and it is a precondition that the amplitude information and phase information of the interfering echo are known, the amplitude and phase angle of the useful echo pulse can readily be precluded from the received echo signal, even if the interfering echo and the useful echo are partly superimposed on one another.

A circuit arrangement of the invention for performing the method for transit time measurement is the subject of claim 12.

Refinements of this circuit arrangement are defined by dependent claims 13 through 18.

The circuit arrangement of the invention consequently has a transmitting and receiving device for transmitting and receiving pulses, pulse-modulated by the same carrier frequency, and an envelope curve evaluation device for determining the envelope curves of the pulses. A quadrature demodulator is also provided, for generating a 0° output signal or 90° output signal from each of the pulses; the quadrature demodulator can be operated at the carrier frequency of the pulse-modulated pulses. An evaluation circuit first, from the maximums of the envelope curves of the two pulses, forms a measure for the approximately predetermined transit time between the two pulses, and from the 0° output signals and 90° output signals generates the correction value to be taken into account for the transit time.

The evaluation circuit, for distance determination

between two pulses, has a device for calculating the distance from the target object from the ascertained transit time, taking into account a predetermined propagation speed of the pulses.

The invention and its advantages will be described in further detail below in conjunction with three drawings. Shown are:

Fig. 1, a time graph of a pulse-modulated pulse in a transit time measurement device for explaining the method of the invention;

Fig. 2, a circuit arrangement for performing the transit time measurement or distance measurement of the invention in a fill level measuring device; and

Fig. 3, signal courses for the circuit arrangement of Fig. 2.

In Figs. 1 through 3 that follow, the same reference numerals, unless otherwise indicated, identify the same elements and the same signals.

In Fig. 1, a time graph is shown for received pulse E of the kind that is received in a receiver, for instance in fill level measurement. This received pulse E comprises a carrier frequency signal, which has a carrier frequency f_T , and which is additionally pulse-amplitude-modulated; the frequency of the amplitude modulation is multiple times less than the carrier frequency f_T . The amplitude modulation of the received pulse E is selected such that the received pulse E has an envelope curve H, with an edge that initially rises

and then falls. The received pulse E, in the exemplary embodiment of Fig. 1, has seven local maximums M1 through M7; the received pulse E is symmetrical with the local maximum M4. The local maximum M4 is at the same time the maximum value ME of the received pulse E.

To determine the transit time t_1 , or distance x_1 , of a predetermined point, such as the maximum value ME, of the received pulse E at a predetermined time, which in the exemplary embodiment of Fig. 1 is the zero point, first the transit time or distance is predetermined approximately, and then a correction value is ascertained for the exact transit time, or that takes the exact distance into account. This correction value is determined by the phase angle of the applicable point in the received pulse E and is ascertained from a fraction, determined by the phase angle, of the carrier frequency for the transit time and from a fraction, determined by the phase angle, of the carrier wavelength λ_T for the distance to be determined.

The term "phase" is understood here to mean the rotation of the phase pointer of a certain point in the carrier oscillation of the received pulse E, referred to a fixed time or phase point at the onset of each measurement, in this case the zero point. A phase angle variation of 360° corresponds to a total distance variation by a carrier wavelength λ_T or a total transit time change by $1/f_T$. Since the phase angle repeats after one revolution, that is, after 360° , ambiguity between the phase angle and the transit time, or the distance to be determined, exists only over this 360° angle, or within a distance of λ_T . The transit time t of a defined point within the received pulse E, referred to the zero point, is accordingly determined from the sum of an

integral number k of the inverse value of the carrier frequency f_T and a fraction, determined by the phase angle Φ , of this inverse value of the carrier frequency f_T . The transit time is calculated in accordance with the following formula:

$$t = k/f_T + \Phi / (360^\circ \cdot f_T).$$

The distance x of a certain point inside the received pulse E , relative to the zero point, is conversely calculated from the sum of an integral number k of wavelengths λ_T and a fraction, determined by the phase angle Φ of this wavelength; in fill level measuring devices, it must also be taken into account that a transmitted pulse is first sent to the target object and reflected there and then sent back to the receiver, so that for the round trip, twice the distance must be taken into account, and a multiplication factor of 0.5 must therefore be used to determine the distance. The reflector distance for this kind of fill level measuring system is accordingly calculated from the equation

$$x = 0.5 (k \cdot \lambda_T + \Phi \cdot \lambda_T / 360^\circ).$$

As illustrated in Fig. 1, the transit time t_1 or distance x_1 of each point in the received pulse E can be defined by the above formulas, by way of the number k and the phase angle Φ .

Since all the points in the received pulse E at the interval of one wavelength λ_T have the same phase angle Φ , for each group of points at the interval of one wavelength λ_T , the phase angle of this group can be determined from a single point. As a group of points, all the zero crossovers

of the received pulse E with a positive slope for instance, or all the local maximums M1 through M7, may be selected. The choice of the group of points which are supposed to have their phase angle Φ represent the phase angle Φ of the total pulse, is arbitrary. In the exemplary embodiment of Fig. 1, the group of local maximums M1 through M7 has been chosen. All the points in this group, in the example shown, have the phase angle $\Phi = 90^\circ$, so that by this definition, this phase angle can be taken to represent the entire received pulse E.

In order to determine the transit time or distance of the maximum value ME of the received pulse from the zero point, all that is needed besides the phase angle of this point is the determination of the integral proportion k of wavelengths λ_T , or inverse values of the carrier frequency f_T , between the zero point and this point.

According to the invention, the transit time or distance of the applicable point from the zero point is first predetermined approximately. For determining the multiplier k, a precision and distance measurement within the error limits of $-\lambda_T/4$ to $+\lambda_T/4$, or a precision for the transit time measurement within the error limits $-0.25/\text{ft}$ to $+0.25/\text{ft}$, suffices. Such an approximate determination of the transit time or the distance is possible for instance by means of an evaluation method using a detection threshold for the edges of the characteristic curve H of the received pulse E. In the present case, this rough ascertainment of the transit time or distance of the maximum value ME of the received pulse E can be done in a simple way by averaging two distance values, which result when a detection threshold is exceeded and undershot, since the received pulse E is by definition symmetrical. By adding the phase angle Φ of the received

pulse E, the thus provisionally roughly ascertained transit time or distance can be corrected to the exact value. However, because of the aforementioned allowed error, after the integral proportion k is ascertained, a distinction must be made between the following cases:

where

$$-\lambda_T/4 < \frac{1}{2} (g \cdot \lambda_T + \Phi \cdot \lambda_T/360^\circ) - x_v \leq \lambda_T/4$$

$$k = g;$$

where

$$\lambda_T/4 < \frac{1}{2} (g \cdot \lambda_T + \Phi \cdot \lambda_T/360^\circ) - x_v \leq \lambda_T/2$$

$$k = g - 1;$$

where

$$-\lambda_T/2 < \frac{1}{2} (g \cdot \lambda_T + \Phi \cdot \lambda_T/360^\circ) - x_v \leq -\lambda_T/4$$

$k = g + 1$; x_v is the roughly ascertained distance, and g is the integral proportion of wavelengths λ_T within the roughly ascertained distance x_v .

The exact distance x_G is accordingly calculated from

$$x_G = \frac{1}{2} \cdot (k \cdot \lambda_T + \Phi \cdot \lambda_T/360^\circ).$$

For the exact transit time determination, λ_T should be replaced by $1/f_T$.

In this way, for every point in the received pulse E, the transit time or distance from the zero point can be determined exactly, by utilizing the phase information located in the carrier frequency signal. The measurement is not limited to the local maximums M1 through M7. If the phase angle is defined differently, then this may also for instance be all the zero crossovers of positive slope, or a different group of significant points within the received pulse. All that is essential is that it be possible to determine the applicable point approximately, and in particular precisely to $\pm \lambda_T/4$ or $\pm 0.25/\text{ft}$. If that is the case, then the precision of the measurement method now depends only on the phase measurement.

Although the phase angle of the applicable point can be determined in the most various ways, it has proved advantageous to measure the phase angle over the entire pulse length and average it, so that the measurement precision of the phase measurement is increased. For instance, if a phase measurement error of $\pm 10^\circ$ is assumed, then the result is a measurement error for the distance, in fill level measurement, of $\pm 1/72 \cdot \lambda_T$.

The method of the invention for transit time or distance determination between a fixed zero point and a received pulse is appropriate wherever a known relationship exists between the zero point and the phase location of a transmitted pulse. If this relationship is not known, then by employing the method of the invention on both the transmitted pulse and the received pulse and ascertaining the difference between the transit time, or the distance value of the transmitted pulse, and the transit time or the distance value of the received pulse, their difference in transit time, or

their spacing can be ascertained.

The method of the invention will be described below in terms of one concrete exemplary embodiment in conjunction with a circuit arrangement shown in Fig. 2, and the associated signal courses in Fig. 3.

The circuit arrangement of Fig. 2 is for instance a component of a fill level measuring device. The circuit arrangement has a transmitting and receiving device 1 for transmitting and receiving pulses that are pulse-modulated with the same carrier frequency f_T . The transmitting and receiving device 1 is connected to a coupling element 2, which is provided on the one hand to couple the electrical transmitted pulse to the measurement distance and convert it into an electromagnetic wave, and on the other, after reflection of the transmitted wave to a reflector 3, such as the surface of a product in a container, to reconvert the received electromagnetic wave into an electrical signal and thus into a received pulse. Thus at a signal output 4 of the transmitting and receiving device 1, first a transmitted pulse and after that a received pulse can be picked up, which are identical to one another in terms of their carrier frequency f_T . However, because of the damping of the transmission path, the received pulse E is damped in its amplitude. In the transmitting and receiving device 1, devices may additionally be provided for amplifying the transmitted pulse and/or the received pulse and optionally filtering either or both.

One example of a transmitted pulse transmitted by the transmitting and receiving device 1 and a received pulse received by it is shown in Fig. 3 in the time graph (a). The

transmitted pulse is identified by the symbol S and the received pulse by the symbol E. As can be clearly seen, the transmitted pulse S and received pulse E have the same pulse-modulated carrier frequency f_T ; because of the transmission distance, the received pulse E has a lesser amplitude. The transit time of the transmitted pulse S and received pulse E is determined by the time interval between their two maximum values M_S and M_E . With the circuit arrangement to be described further below, it is possible by employing the method of the invention to determine the transit time t and thus the distance x between the transmitted pulse S and the received pulse E exactly.

For this purpose, the arrangement shown in Fig. 2 has an oscillator device 26, which makes an oscillator output signal with an oscillator frequency f_0 available. The oscillator output signal is delivered to a first divider 27, which divides the oscillator output signal by a factor N , so that at the output of the divider 27, a signal at a frequency f_s is available which determines a measurement cycle. Moreover, the oscillator output signal reaches a further divider stage 28, which divides the oscillator output signal by a factor P . At the output of the divider stage 28, the carrier frequency signal for transmitting the pulses can be picked up in the transmitting and receiving device. The carrier frequency signal has the carrier frequency f_T , which is now greater by multiple times than the frequency f_s . The outputs of both divider stages 27 and 28 are connected to the transmitting and receiving device 1.

For approximate predetermination of the transit time t or distance x between the transmitted pulse S and received pulse E and ensuing ascertainment of a correction value, the

circuit arrangement in Fig. 2 has an envelope curve evaluation device 5 and a quadrature demodulator 20, which are each connected on the input side to the signal output 4 of the transmitting and receiving device 1.

The envelope curve evaluation device 5 serves to determine the envelope curves H of the transmitted pulses and received pulses S, E. For this purpose, the envelope curve evaluation device 5 has a rectifier arrangement 6 on the input side, for instance a two-way rectifier, with a downstream low-pass filter 7. The output of the low-pass filter 7 is connected to a comparator 8, which has an adjustable threshold value. The clock terminal of a J flip-flop 9 is connected to the output of this comparator 8, and its Q output terminal q is connected to the input of a binary counter 12. The output of the comparator 8 is moreover connected, via an inverter 11, to a clock terminal of a further J flip-flop 10, whose Q terminal q is connected to a further binary counter 13. The two binary counters 12, 13 each have a reset terminal R and a clock terminal T. The reset terminals R are connected to the output of the divider stage 27, while the clock terminals T are connected to the output of the oscillator device 26.

The output terminals 32, 33 of the two binary counters 12, 13 are connected to an evaluation circuit 14. From the maximums MS, ME, ascertained in the envelope curve evaluation device 5, of the transmitted pulse S and received pulse E, this evaluation circuit 14 generates a measure for the approximately predetermined transit time or distance between the transmitted pulse S and the received pulse E. For this purpose, the evaluation circuit 14 has a microcomputer 15. The microcomputer 15 also ascertains the correction value,

taking the exact transit time or exact distance into account, for the provisional, approximate transit time or distance measurement. The evaluation circuit 14 furthermore has two A/D converter stages 18, 19, whose output terminals are each connected to a respective memory 16, 17. The memories 16, 17 are connected to the microcomputer 15. The A/D converter stages 18, 19 are each connected to a respective output terminal 30, 31 of the quadrature demodulator 20.

The quadrature demodulator is constructed in a manner known per se. The quadrature demodulator 20 has a first multiplier 21 and a second multiplier 22, the first input terminal of each of which is connected to the signal output of the transmitting and receiving device 1. The second signal inputs of the two multipliers 21 and 22 are connected to the output terminal of the divider stage 28, and a phase shifter 25 is also disposed upstream of the second input of the second multiplier 22 and phase-shifts the output signal of the divider stage 28 by -90° . The outputs of the two multipliers 21 and 22 are each connected, via a respective low-pass filter 23, 24, to a respective output terminal 31, 30 of the quadrature demodulator 20.

The input signal at the second input of the second multiplier 21 is identified by reference numeral u , and the input signal phase-shifted for this purpose by -90° present at the second input of the second multiplier 22 is marked v . The 0° output signal at the output terminal 31 of the quadrature demodulator 20 is marked Q , and the 90° output signal at the output terminal 30 is marked I .

The mode of operation of the circuit arrangement shown in Fig. 2 can be seen clearly from the signal courses (a)

through (k) in Fig. 3. The signal courses (a) through (k) shown in Fig. 3 are marked at the places where they occur in Fig. 2.

As already explained, the signal course (a) represents the transmitted pulse S and the received pulse E occurring at a chronological interval from it. The transmitting and receiving device 1 is triggered by one edge of the signal, present at the output of the divider 27, having the frequency f_s at the coupling element 2 (see (b) in Fig. 3). For provisionally roughly determining the transit time or the distance, the envelope curve evaluation circuit 5 is used.

By rectification and low-pass filtration of the signal present at the signal output 4, the signal shown in signal course (c) of Fig. 3 can be picked up at the output of the low-pass filter 7 of the envelope curve evaluation device 5; this signal is freed of the high-frequency components of the carrier signal. In the comparator 8, the threshold value SW shown in dashed lines in the signal course (c) is adjusted. This detection threshold SW can be defined in fixed fashion or it may be adjustable via the control and evaluation circuit 14. At the output of the comparator 8, a square wave signal can be picked up, whose leading edges are determined by exceeding, and whose trailing edges are determined by undershooting, the detection threshold SW of the signal present at the output of the low-pass filter 7.

The ascending edges of this square wave signal in signal course (d) trigger the J flip-flop 9, which was previously, like the J flip-flop 10 and the binary counters 12 and 13, reset by the leading edge of the signal f_s at the onset of the pulse transmission. At the first leading edge of

the square wave signal in signal course (d), the J flip-flop 9, at its input, enables the binary counter 12, and it stops at the next leading edge, as can be seen from the signal course. The J flip-flop 10 and the binary counter 13 function analogously; by the provision of the inverter 11 at the clock input of the J flip-flop 10, it is now not the leading edges of the square wave signal but its trailing edges that are definitive.

As can furthermore be seen from the signal courses (e) and (f) in Fig. 3, the counting rate is multiple times greater than the carrier frequency f_T . The counting rate in fact corresponds to the frequency of the oscillator output signal and hence to the oscillator frequency f_0 .

At the end of a measurement cycle, which is determined by the trailing edge of the signal course (b), the binary counter 12 thus contains a number Z_1 , which is a measure for the spacing between the front edge of the transmitted pulse S and the front edge of the received pulse E. In a similar way, the binary counter 13 contains a number Z_2 , which is a measure for the spacing of the rear edge of the transmitted pulse S and the rear edge of the received pulse E. Since the amplitudes of the transmitted pulse and received pulse S, E are usually different, the counter states in the binary counters 12, 13 and thus the numbers Z_1 and Z_2 stored there are not the same. From these two counter states, the microcomputer 15 in the control and evaluation circuit 14 forms an average value, which can be considered a measure for the spacing between the maximum value MS of the transmitted pulse S and the maximum value ME of the received pulse E. Thus the provisionally coarse ascertainment of the distance or transit time between the transmitted pulse S and the

received pulse E is performed. The provisional rough ascertainment of the distance x_v between the transmitted pulse S and the received pulse E is obtained from the following formula:

$$x_v = \frac{1}{2} (Z_1 + Z_2) \cdot \frac{1}{f_0} \cdot v \cdot \frac{1}{2},$$

in which V stands for the propagation speed of the wave.

For exact transit time or distance determination, the phase angle of the transmitted pulse S and received pulse E are also ascertained, with the circuit arrangement shown in Fig. 2. The quadrature demodulator 20 serves this purpose. In the quadrature demodulator 20 the transmitted pulse S and received pulse E are multiplied by the signals u and v and then low-pass filtered. The signals u and v have the same frequency as the carrier signal of the transmitted pulse S and received pulse E. This frequency is the carrier frequency f_T . As can be seen from the signal courses (g) and (h) in Fig. 3, the signals u and v are square wave signals with the carrier frequency f_T ; because of the phase shifter device 25, the signal v is phase-displaced by -90° relative to the signal u. In both channels of the quadrature demodulator 20, the transmitted pulse S and the received pulse E are converted into the intermediate frequency position of zero, by mixing with or multiplication by the signals u and v, respectively. The low-pass filters 23 and 24 downstream of the two multipliers 21, 22 suppress the high-frequency components that occur upon multiplication, so that for the duration of the pulses, a direct voltage is present at the outputs of the two low-pass filters 23, 24, and the amplitude of this voltage is now dependent only on the phase displacement between the applicable transmitted pulse S or

received pulse E and the signal u or v, respectively.

The output signals at the terminals 30 and 31 of the quadrature demodulator 20, which belong to the transmitted pulse S and received pulse E shown in Fig. 3, are shown in Fig. 3 in terms of the signal courses (i) and (k). The output signals Q and I of the quadrature demodulator 20 can be calculated as follows:

$$\begin{aligned} I &= a \cdot \cos \alpha \\ Q &= a \cdot \sin \alpha. \end{aligned}$$

By suitable choice of the signals u and v relative to the zero point, it is attained that the phase angle α shown is equal to the above-described phase angle of the transmitted pulse S or received pulse E as applicable. The proportionality constant a depends on the parameters of the practical realization and is usually unknown. However, it can be eliminated by division:

$$\frac{Q}{I} = \frac{a \cdot \sin \alpha}{a \cdot \cos \alpha} = \tan \alpha = \tan \Phi.$$

This equation can be utilized by the control and evaluation circuit 14. In the A/D converter stages 18, 19, the analog output signals I and Q of the quadrature demodulator 20 are converted to digital form and stored in the downstream memories 16, 17. In the signal courses (i) and (k) of Fig. 3, QS and QE mean the 0° output signals of the quadrature demodulator 20 when a transmitted pulse and a received pulse, respectively, are applied to the input side, and IS and IE mean the corresponding 90° output signals. The

microcomputer 15 can ascertain whatever phase angle Φ is sought for the transmitted pulse S and the received pulse E by division and arc tangent formation. The ambiguity of the arc tangent between 0° and 360° can be circumvented by including the sign of the signals I and Q. In the exemplary embodiment of Fig. 3, for the phase angle Φ_S of the transmitted pulse S, the result is $QS = 180^\circ$, and for the phase angle Φ_E of the received pulse E, it is $\Phi_E = 90^\circ$.

The phase angles Φ_S and Φ_E thus ascertained yield their mutual phase displacement Φ_G by differentiation:

$$\Phi_G = \Phi_E - \Phi_S = 270^\circ.$$

For the length of the distance between the transmitted pulse S and the received pulse E, the following equation applies:

$$x_G = \frac{1}{2} (k \cdot \lambda_T + \Phi_G \cdot \lambda_T / 360^\circ),$$

in which k is ascertained by the distinction between cases discussed above.

It is thus demonstrated that with the circuit arrangement presented here, high-precision transit time and distance measurement is possible, in which the transit time or distance is initially predetermined approximately, and then a correction value is ascertained that takes the exact transit time or distance into account. For the correction value, the phase angle of the pulse or pulses is measured, and the correction value is ascertained from a fraction, determined by the phase angle, of the carrier frequency or carrier wavelength. Employing quadrature demodulation for

determining the phase angle furthermore assures that the phase angle of the pulse is measured over the entire pulse length and thus averaged out. As a result, high-precision measurement becomes possible.

List of Reference Numerals

1	Transmitting and receiving device
2	Coupling element
3	Reflector
4	Signal output
5	Envelope curve evaluation device
6	Rectifier arrangement
7	Low-pass filter
8	Comparator
9	J flip-flop
10	J flip-flop
11	Inverter
12	Counter
13	Counter
14	Control and evaluation circuit
15	Microcomputer
16	Memory
17	Memory
18	A/D converter stage
19	A/D converter stage
20	Quadrature demodulator
21	First multiplier
22	Second multiplier
23	Low-pass filter device
24	Low-pass filter device
25	Phase shifter device
26	Oscillator device
27	Divider stage
28	Divider stage
30	Output
31	Output

32	output terminal
33	output terminal
t1	Time period
t	Time
Z1	First counter state
Z2	Second counter state
K	Correction value
E	Received pulse
QE	0° output signal of the received pulse
QS	0° output signal of the transmitted pulse
IE	90° output signal of the received pulse
IS	90° output signal of the transmitted pulse
H	Envelope curve
I	90° output signal
M	Maximum
N	Factor
Q	0° output signal
P	Factor
S	Transmitted pulse
R	Reset terminal
T	Tlock terminal
SW	Threshold value
f_T	carrier frequency
f_s	Frequency
f_o	oscillator frequency
q	Q terminal
u	Signal
v	Signal
x, x1	Distance
λ_T	Wavelength
Φ_E	Phase angle
Φ_S	Phase angle

Φ Phase angle

Claims

1. A method for transit time measurement between a predetermined time and a pulse (E), pulse-modulated with a carrier signal that has a carrier frequency (f_T), in which first the transit time is predetermined approximately and then a correction value (K) that takes the exact transit time into account is ascertained, characterized in that the phase angle (Φ) of the pulse (E) is measured, and the correction value (K) is ascertained from a fraction, determined by the phase angle (Φ), of the carrier frequency (f_T).

2. The method according to claim 1, characterized in that the predetermined time is determined by a preceding pulse (S), pulse-modulated with the same carrier signal; that the phase angles (Φ_S , Φ_E) of the two pulses (S, E) are determined; that from the two phase angles (Φ_S , Φ_E) a phase difference angle ($\Phi_S - \Phi_E$) is formed; and that the correction value (K) is ascertained from a fraction, determined by the phase difference angle ($\Phi_S - \Phi_E$), of the carrier frequency (f_T).

3. The method according to claim 1 or 2, characterized in that the phase angle (Φ_S , Φ_E) of a pulse (S, E) is measured over the entire pulse length and averaged.

4. The method according to one of claims 1 through 3, characterized in that the transit time is initially predetermined precisely to $\pm 4/f_T$.

5. The method according to one of claims 1 through 4, characterized in that the transit time is initially

predetermined approximately, on the basis of detecting an envelope curve of the pulse or pulses (S, E).

6. The method according to claim 5, characterized in that for the envelope curve detection, a search for the digital maximum of the pulse (S, E) is performed, by subjecting the pulse (S, E) to a quadrature demodulation and determining the maximum (MS, ME) by means of the total of the squares of the 0° output signal (Q) and 90° output signal (I) of the quadrature demodulation.

7. The method according to one of claims 1 through 6, characterized in that a pulse (S, E), for determining its phase angle (Φ_S , Φ_E), is subjected to a quadrature demodulation with ensuing low-pass filtration, in which for the quadrature demodulation reference carrier signals are selected which have the carrier frequency (f_T); and that the phase angle (Φ_S , Φ_E) is determined from an arc tangent formation of the quotient of the 0° output signal (Q) and 90° output signal (I) that occur in the quadrature demodulation and low-pass filtration.

8. The method according to one of claims 1 through 7, characterized in that both the carrier signal having the carrier frequency (f_T) of the pulse (E) or of the pulses (S, E) and the reference carrier signals for the quadrature demodulation are derived from a common oscillator device (26) by division.

9. The method according to one of claims 1 through 8, characterized in that in a plurality of successive measurement cycles, the 0° output signals (Q) formed by the quadrature demodulation, and the 90° output signals (I), are

group-averaged with one another, and after that the envelope curve formation is performed in accordance with the relationship

$$\sqrt{(I^2 + Q^2)}$$

and for forming the envelope curve, the averaged values of the 0° output signal (Q) and the 90° output signal (I) are used.

10. The use of the method according to one of claims 1 through 9 for distance measurement, in particular for fill level measurement in containers, wherein the preceding pulse (S) is a transmitted pulse, transmitted into the container, and the further pulse (E) is an echo pulse, and the ascertained transit time between the two pulses (S, E) is multiplied, for determining the distance, by a predetermined propagation speed.

11. The use in accordance with claim 10, in which at least one interference echo signal is stored in memory with amplitude, distance and phase values, and from the received echo pulse with detected envelope curve values and phase angles (Φ_E), a useful echo pulse is reconstructed.

12. A circuit arrangement for performing the method according to one of claims 1 through 10, characterized by the following characteristics:

- a transmitting and receiving device (1) for transmitting and receiving pulses pulse-modulated with the same carrier frequency (f_T);

- an envelope curve evaluation device (5) for determining the envelope curves (H) of the pulses (S, E);

- a quadrature demodulator (20), for generating a 0° output signal (Q) or 90° output signal (I) from each of the pulses (S, E), the quadrature demodulator (20) being operatable with reference carrier signals that have the carrier frequency (f_T);

- an evaluation circuit (14), in order to generate a measure for the approximately predetermined transit time between the two pulses (S, E) from the maximums (MS, ME) of the envelope curves (H) of the two pulses (S, E), and for forming the correction value (K) for the transit time from the 0° output signals (Q) and 90° output signals (I).

13. The circuit arrangement according to claim 12, characterized in that the evaluation circuit (14) has a device for calculating a distance between the two pulses (S, E) from the ascertainable transit time, taking into account a predetermined propagation speed of the pulses (S, E).

14. The circuit arrangement according to claim 12 or 13, characterized in that an oscillator device (26) is provided, which is connected, optionally via divider stages (27, 28), to the transmitting and receiving device (1) and the quadrature demodulator (20).

15. The circuit arrangement according to one of claims 12 through 14, characterized in that the quadrature demodulator (20) is provided with one low-pass filter device (23, 24) at each output.

16. The circuit arrangement according to one of claims 12 through 15, characterized in that the evaluation circuit (14) has a microcomputer (15); that the microcomputer (15) is connected to the envelope curve evaluation device (5) and to a memory device (16, 17); and that an A/D converter device (18, 19) is connected between the memory device (16, 17) and the quadrature demodulator (20).

17. The circuit arrangement according to one of claims 12 through 16, characterized in that the envelope curve evaluation device (5) has a rectifier arrangement (6) on the input side with a downstream low-pass filter (7) and comparator (8), that two flip-flops (9, 10), each with a downstream counter (12, 13), are connected to the output of the comparator (8), and an inverter (11) is disposed upstream of one of these two flip-flops (9, 10), and the output terminals (32, 33) of the counters (12, 13) are connected to the evaluation circuit (14).

18. The circuit arrangement according to claim 17, characterized in that the flip-flops (9, 10) are J flip-flops, and a clock terminal of a first flip-flop (9) is connected directly to the comparator (8), and a clock terminal of the second flip-flop (10) is connected to the comparator (8) via the inverter (11), and Q terminals (q) of the J flip-flops (9, 10) are each connected to a respective one of the counters (12, 13).

19. The circuit arrangement according to one of claims 12 through 16, characterized in that the envelope curve evaluation device (5) is a component of the evaluation circuit (14), and the envelope curve values are calculated within from 0° and 90° output signal values (I, Q), stored in

the memory device (16, 17) of the evaluation circuit (14),
with the aid of the microcomputer (15) in accordance with the
relationship

$$\sqrt{(I^2 + Q^2)}.$$